

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Elektronické obvody s moderními aktivními prvky
Electronic Circuits with Modern Active Elements

2011/2012

Bc. Radek Šulák

Prohlášení Studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou/diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě.....*3. května 2012*.....

Podpis studenta.....*Sutaj*.....

Poděkování

Chtěl bych poděkovat svému vedoucímu panu Prof. Ing. Pavlu Brandštetterovi, Csc. za všestrannou pomoc a vedení diplomové práce, panu Doc. Dr. Ing. Josef Punčocháři za nastínění směru, kterým sem se měl ubírat a za přínosné rady, panu Ing. Lukáši Kleinovi za rady při tvorbě této práce.

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Radek Šulák**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T015 Elektronika
Téma: **Elektronické obvody s moderními aktivními prvky**
Electronic Circuits with Modern Active Elements

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor moderních aktivních prvků pracujících v proudovém nebo smíšeném režimu.
2. Rozbor možností náhrady operačních zesilovačů moderními elektronickými prvky ve vybraných elektronických obvodech.
3. Návrh modelů vybraných elektronických obvodů s moderními elektronickými prvky.
4. Simulační ověření modelů.
5. Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

- [1] A. S. Sedra, G. W. Roberts, F. Gohh, "The current conveyor: history, progress and new results Circuits", in Devices and Systems, IEE Proceedings, Vol. 137, No. 2, 2008, pp. 78-87, ISSN 0956-3768.
- [2] J. Jerabek, K. Vrba, "Selected characteristics of a universal current conveyor, sample application design," <http://www.elektro-revue.cz>, Brno, 2005.
- [3] J. Koton, K. Vrba, "Generalized methods for design of frequency filters", <http://www.elektrorevue.cz>, 2008.
- [4] P. Brandstetter, L. Klein, "Applications of Non-Inverting Positive Second Generation Current Conveyor as a Commercially Available Versatile Active Element", in Conference Proceedings of International Conference on Signals and Electronic Systems - ICSES'10, Gliwice, Poland, pp. 157-160, 2010, ISBN 978-1-4244-5307-8.
- [5] R. Sponar, K. Vrba, "Measurements and behavioral modeling of modern conveyors," International Journal of Computer Science and Network Security, Vol. 6, No. 3A, pp. 57-65, 2006.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 04.05.2012

Teep

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



Gm

prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Abstrakt:

Podstatou diplomové práce je simulace elektronických obvodů s novými funkčními strukturami, které v elektronických obvodech nahrazují klasický napěťový operační zesilovač. Tyto funkční struktury jsou postaveny na základní myšlence: „každý aktivní prvek lze popsat pomocí řízených zdrojů a že proudový konvektor je univerzální aktivní prvek“. V práci jsou teoreticky rozebrány nové aktivní prvky, které jsou pak použity při simulacích ve vybraných elektronických obvodech. Simulace byly provedeny v programu OrCad – Pspice. Nakonec jsou dosažené výsledky srovnány s teoretickými předpoklady.

Klíčové slova:

Proudový konvektor, zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, transkonduktanční zesilovač, aktivní filtr, generátor, oscilátor, operační usměrňovač.

Summary:

The main objective of my master thesis is to carry out a simulation of several electronic circuits, in which new functional structures are used instead of traditional voltage operational amplifiers. Whereas, these new functional structures are based on the essential idea that 'every active element can be described by a set of controlled sources and that a current conveyor is an universal active element'. In this master thesis, the new active elements are firstly theoretically described, and consequently used in simulations of selected electronic circuits. At the end, the results achieved from the simulations are compared with theoretical assumptions and evaluated. The simulations are performed in a PC software OrCad – Pspice.

Key words:

Current conveyor, current feedback amplifier, operational transconductance amplifier, active filter, generator, oscillator, operational rectifier.

Seznam použitých zkratk a symbolů

+	neinvertující vstup	
-	invertující vstup	
+IN	neinvertující vstup	
-IN	invertující vstup	
$+V_S$	kladné napájecí napětí	[V]
$-V_S$	záporné napájecí napětí	[V]
a	koeficient	
AB	výkonová třída zesilovače	
A_u	napěťové zesílení	[dB]
$A_w(f_G)$	zesílení závislé na frekvenci	[dB]
A_{WMAX}	maximální zesílení	[dB]
b	koeficient	
BOTA	transkonduktanční zesilovač s opačným směrem proudu na výstupu	
c	koeficient	
c_m	reálný koeficient	
CC	proudový konvektor	
CCI	proudový konvektor I.generace	
CCI+	pozitivní proudový konvektor I.generace	
CCI-	negativní proudový konvektor I.generace	
CCII	proudový konvektor II.generace	
CCII+	pozitivní proudový konvektor II.generace	
CCII-	negativní proudový konvektor II.generace	
CCIII+	pozitivní proudový konvektor III.generace	
CCIII-	negativní proudový konvektor III.generace	
CDBA	current differential buffered amplifier	
CF	proudový sledovač	
CFA	zesilovač s proudovou zpětnou vazbou	
C_K	korekční kapacitor	
CMI	proudové zrcadlo	
$CMRR$	činitel potlačení souhlasného signálu	[dB]
D	dioda	
DP	dolní propust	
DVCCII+	pozitivní proudový konvektor II.generace s rozdílovým napětím	
f	frekvence	[Hz]

f_C	mezní frekvence	[Hz]
f_G	oscilační frekvence	[Hz]
f_h	horní mezní frekvence	[Hz]
f_l	dolní mezní frekvence	[Hz]
$F_n(p)$	operátorový přenos filtru	
g_m	transkonduktance	[Ω]
G_o	výstupní vodivost	[S]
GVC	zobecněný proudový konvektor	
$H(j\omega)$	modul přenosu soustavy	[dB]
$H(p)$	operátorový přenos soustavy	
HP	horní propust	
I^*	nezávislý proud	[A]
I_+	proud na neinvertujícím vstupu	[A]
I_-	proud na invertujícím vstupu	[A]
I_I	proud protékající tranzistorem T1	[A]
I_B	proud báze	[A]
I_E	emitorový proud	[A]
I_i	vstupní proud	[A]
I_K	kolektorový proud	[A]
I_n	proud na vstupu n	[A]
I_p	proud na vstupu p	[A]
I_o	výstupní proud	[A]
I_{SET}	řídící proud	[A]
I_W	proud brány w	[A]
I_X	proud na proudovém vstupu	[A]
I_{X1}	proud na bráně X1	[A]
I_{X2}	proud na bráně X2	[A]
I_Y	proud na napěťovém vstupu	[A]
I_{Y+}	proud na bráně Y+	[A]
I_{Y-}	proud na bráně Y-	[A]
I_{Y1+}	proud na bráně Y1+	[A]
I_{Y2-}	proud na bráně Y2-	[A]
I_{Y3+}	proud na bráně Y3+	[A]
I_Z	proud na bráně Z	[A]
I_{Z+}	proud na bráně Z+	[A]

I_{Z-}	proud na bráně Z-	[A]
I_{Z1}	proud na bráně Z1	[A]
I_{Z1+}	proud na bráně Z1+	[A]
I_{Z1-}	proud na bráně Z1-	[A]
I_{Z2}	proud na bráně Z2	[A]
I_{Z2+}	proud na bráně Z2+	[A]
I_{Z2-}	proud na bráně Z2-	[A]
I_{ZD}	proud Zenerovou diodou	[A]
ICCI+	invertující pozitivní proudový konvektor I.generace	
ICCI-	invertující negativní proudový konvektor I.generace	
ICCI+II+	invertující pozitivní proudový konvektor II.generace	
ICCI+II-	invertující negativní proudový konvektor II.generace	
ICCI+III+	invertující pozitivní proudový konvektor III.generace	
ICCI+III-	invertující negativní proudový konvektor III.generace	
K	konstanta	
MCM	proudové zrcadlo s větším počtem výstupů	
MOTA	transkonduktanční zesilovač s větším počtem vstupů	
n	brána n	
o	výstup	
OTA	transkonduktanční zesilovač	
OUT	výstup	
OZ	operační zesilovač	
p	brána p	
p^m	pól přenosu	
PP	pásmová propust	
PZ	pásmová zádrž	
R	elektrický odpor	[Ω]
R	rezistor	
R_o	výstupní odpor	[Ω]
R_{o1}	výstupní odpor sledovače	[Ω]
R_{o2}	výstupní odpor	[Ω]
T1	tranzistor	
T	perioda	[s]
TIA	transimpedanční zesilovač	
U_+	napětí na neinvertujícím vstupu	[V]

U_-	napětí na invertujícím vstupu	[V]
U_1	vstupní napětí	[V]
U_{10}	výstupní napětí integrátoru	[V]
U_2	napětí U_2	[V]
U_{20}	výstupní napětí komparátoru	[V]
U_{BE1}	napětí báze – emitor 1	[V]
U_{BE2}	napětí báze – emitor 2	[V]
U_3	napětí U_3	[V]
U_{CC}^+	kladné napájecí napětí	[V]
U_{CC}^-	záporné napájecí napětí	[V]
U_d	rozdílové napětí	[V]
U_{FZ}	propustné napětí Zenerovy diody	[V]
U_i	vstupní napětí	[V]
U_n	napětí na bráně n	[V]
U_o	výstupní napětí	[V]
U_p	napětí na bráně p	[V]
U_{REF}	referenční napětí	[V]
U_{SAT}	saturační napětí	[V]
U_W	napětí na bráně w	[V]
U_X	napětí na bráně X	[V]
U_{X1}	napětí na bráně X1	[V]
U_{Y+}	napětí na bráně Y+	[V]
U_{Y-}	napětí na bráně Y-	[V]
U_{Y1}	napětí na bráně Y1	[V]
U_{Y2}	napětí na bráně Y2	[V]
U_{Y1+}	napětí na bráně Y1+	[V]
U_{Y2-}	napětí na bráně Y2-	[V]
U_{Y3+}	napětí na bráně Y3+	[V]
U_Z	napětí na bráně Z	[V]
U_{Z+}	napětí na bráně Z+	[V]
U_{Z-}	napětí na bráně Z-	[V]
U_{Z1+}	napětí na bráně Z1+	[V]
U_{Z1-}	napětí na bráně Z1-	[V]
U_{Z2+}	napětí na bráně Z2+	[V]
U_{Z2-}	napětí na bráně Z2-	[V]

UCC	univerzální proudový konvektor	
UVC	univerzální napěťový konvektor	
VCI+	pozitivní napěťový konvektor I.generace	
VCI-	negativní napěťový konvektor I.generace	
VCII+	pozitivní napěťový konvektor II.generace	
VCII-	negativní napěťový konvektor II.generace	
VF	napěťový sledovač	
VFA	napěťový operační zesilovač	
w	brána w	
X	proudový vstup	
X1	brána X1	
XS	proudový vstup	
Y_{1+}	brána Y_{1+}	
Y_{2-}	brána Y_{2-}	
Y_{3+}	brána Y_{3+}	
Y	napěťový vstup	
YS	napěťový vstup	
z	brána z	
Z	proudový výstup	
Z_{1+}	brána Z_{1+}	
Z_{1-}	brána Z_{1-}	
Z1P	pozitivní proudový výstup	
Z1N	negativní proudový výstup	
Z2P	pozitivní proudový výstup	
Z2N	negativní proudový výstup	
ZSP	pozitivní proudový výstup	
ZSN	negativní proudový výstup	
Z_{2+}	brána Z_{2+}	
Z_{2-}	brána Z_{2-}	
Z_T	impedance	[Ω]
β_A	zisk zpětnovazební smyčky	
ω	úhlová rychlost	[rad/s]
φ	fázový posuv	[°]
$\varphi(\omega)$	fázová frekvenční charakteristika	

Obsah:

1 Úvod	14
2 Aktivní prvky	15
2.1 Proudové konvejory	15
2.1.1 Univerzální proudový konvektor	18
2.2 Napěťový konvektor	20
2.2.1 Univerzální napěťový konvektor	21
2.3 Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou	22
2.4 Zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou	22
2.5 Transkonduktanční zesilovač	25
2.6 Nortonův zesilovač	26
2.7 Proudové zrcadlo (Current Mirror and Inverter)	27
3 Funkční blokové struktury s CCII	28
3.1 Základní popis struktur	28
3.2 Realizace funkčních blokových struktur s obvody CCII	31
4 Aplikace proudových konvektorů v elektronických obvodech	34
4.1 Aktivní filtry	34
4.1.1 Filtr typu dolní propust 6.řádu	36
4.1.1.1 Realizace dolní propusti s náhradní funkční blokovou strukturou	37
4.1.2 Filtr typu horní propust 4.řádu	39
4.1.2.1 Realizace horní propusti s náhradní funkční blokovou strukturou	40
4.1.3 Filtr typu pásmová propust 4.řádu	42
4.1.3.1 Realizace pásmové propusti s náhradní funkční blokovou strukturou	43
4.2 Generátory	45
4.2.1 Wienův oscilátor	45
4.2.1.1 Realizace Wienova oscilátoru s náhradní funkční blokovou strukturou	47
4.2.2 Funkční generátor s konstantní frekvencí	48
4.2.2.1 Funkční generátor s náhradní funkční blokovou strukturou	49
4.3 Operační usměrňovače	51
4.3.1 Dvoucestný operační usměrňovač s náhradní funkční blokovou strukturou	52
5 Závěr	55
Použitá literatura	56
Seznam příloh	58

Úvod

V dnešní době je snaha, aby byl nahrazen operační zesilovač za nový, lepší, aktivní prvek, který by právě předčil vlastnosti operačního zesilovače. Už v roce 1966 byla představena možná náhrada v podobě proudového konveju I.generace. O dva roky později byl světu představen i proudový konveju II.generace. Bohužel, tento obvod nebyl sériově vyráběn a proto se nedostal do podvědomí lidí. Tento prvek se vyskytuje jen jako součást některých integrovaných obvodů. Tyto aktivní prvky jsou rozděleny do tří generací. Co se týče označení jednotlivých generací, tak to neznamena, že nejsou vývojově odstupňovány, ale to, jak je vyjádřen směr proudu. Přesto tento prvek svými vlastnostmi předčí známý klasický operační zesilovač, který se v obvodech vyskytuje už přes 60 let. Pokud je proudový konveju implementován do elektronického obvodu, tak značně rozšíří kmitočtovou oblast zpracovávaných signálů, zvýší pracovní frekvenci na které může daný obvod pracovat (řádově až stovky MHz), zlepšuje šumovou odolnost při nižším napájecím napětí, zlepšuje dynamiku obvodu (zvětšuje rychlost přeběhu), a samozřejmě dokáže pracovat při nižších napájecích napětích než operační zesilovač, což může být důležité u obvodů, které jsou napájeny z baterií. Proto se návrháři elektronických obvodů ubírají k řešení právě touto cestou. Mezi tyto aktivní prvky patří již zmiňovaný proudový konveju (II.generace), transimpedanční zesilovač, transkonduktanční zesilovač apod. Stejně jako u operačních zesilovačů je i tady kladen důraz na univerzálnost a proto byl vyvinut univerzální proudový konveju, díky kterému lze zrealizovat všechny generace proudových konvejuů.

Hlavní náplní této diplomové práce je seznámit čtenáře s aktivními prvky (princip, vlastnosti, popis), které mohou nahradit operační zesilovač a simulace vybraných elektronických obvodů s těmito aktivními prvky. Tyto nové struktury nacházejí uplatnění zejména v aktivních filtrech, ale také v operačních usměrňovačích, generátorech, oscilátorech a zesilovačích.

Diplomová práce se opírá o tvrzení, že každý aktivní prvek lze nejjednodušeji popsat pomocí 4 řízených struktur: zdroj napětí řízený napětím (operační zesilovač), zdroj napětí řízený proudem (transimpedanční zesilovač), zdroj proudu řízený napětím (transkonduktanční zesilovač), zdroj proudu řízený proudem (proudové zrcadlo). Další důležitým faktem je i to, že proudový konveju II.generace lze považovat za univerzální stavební prvek, kdy s jeho pomocí lze realizovat již zmiňované čtyři řízené struktury, a tím pádem i všechny zmiňované aktivní prvky, a díky němuž lze splnit všechny požadavky, které jsou na ně kladeny.

V této práci jsou v předposlední kapitole znázorněny používané řízené struktury, které jsou realizovány pomocí proudových konvejuů II.generace (využit i simulační model univerzálního proudového konveju) a které jsou dosazeny do elektronického obvodu na místo operačního zesilovače, aniž by se daný elektronický obvod nějak upravoval. K těmto strukturám jsou přiloženy průběhy, které byly nasimulovány v programu OrCad – PSpice.

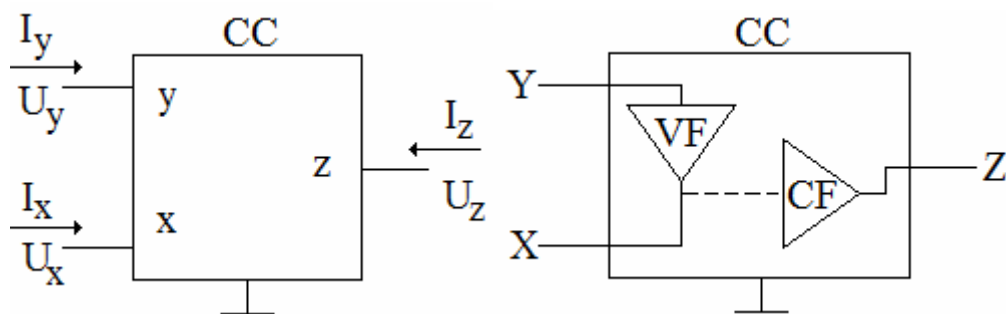
2 Aktivní prvky

V této kapitole budou představeny základní typy nejnovějších aktivních prvků, které představují nový mezník. Od klasických operačních zesilovačů vykazují např. lepší frekvenční vlastnosti, pracují s nižším napájecím napětím, lepší šumovou odolností atd.

2.1 Proudové konvejory

Myšlenkou „proudový konvektor“ se, na podzim roku 1966 na University of Toronto, začal zabývat profesor K.C. Smith [1]. Vůbec první pokusy byly realizovány bipolární technologií. O dva roky později, v roce 1968, spolu s A. Sedra, představili nový obvodový prvek – proudový konvektor první generace (CCI). V tomto období nebyl proudový konvektor tak rozšířen, jak se očekávalo, jelikož nebyly známy jeho výhody. V této době byly nejrozšířenějšími aktivními prvky operační zesilovače. V roce 1970, stejní autoři prezentují druhou generaci tohoto obvodu (CCII) [2]. Třetí generace proudových konvektorů je prezentována panem A. Fabrem v roce 1995 [3]. Co se týče označení jednotlivých generací, tak to neznamena, že nejsou vývojově odstupňovány, ale to, jak je vyjádřen směr proudu na napěťové bráně Y. Dále v devadesátých letech vzniklo nepřeberné množství variant, typů proudových konvektorů jednotlivých generací, které se lišily od sebe orientací či počtem vstupních a výstupních svorek (např. invertující, neinvertující proudové konvejory, konvejory s diferenčním vstupem, konvejory se symetrickým výstupem atd.) [8]. Jelikož byly kladeny neustále větší požadavky na univerzálnost stejně jako u operačních zesilovačů, tak to nakonec vedlo k vývoji nového aktivního prvku – univerzálního proudového konvektoru (UCC), s kterým je možno realizovat všechny známé typy proudového konvektoru [8].

Z důvodu matoucího označení z pohledu jednotlivých generací se zavádí jednotná forma terminologie pro proudové konvejory. Schématická značka proudového konvektoru je uvedena na obr.1a. Nejčastěji používané konvejory mají pouze tři brány. Tyto brány se od sebe odlišují jak funkcí tak i vlastnostmi [5]. Brána Y je charakterizována jako neinvertující vysokoimpedanční napěťový vstup. Z této svorky je napětí konvejkováno na bránu X (proudový vstup) pomocí napěťového sledovače (Voltage Follower), avšak zde ho lze také považovat za napěťovou výstupní bránu. Pokud ovšem uvažujeme, že svorka X je vstupní proudovou svorkou, tak proud je konvejkován pomocí proudového sledovače (Current Follower) na bránu Z, což je proudová výstupní brána proudového konvektoru [21].



Obr. 1: a) Schématická značka tříhranného proudového konvektoru b) Blokové schéma proudového konvektoru

Mezi uvedenými branovými veličinami pak platí vztahy [5]:

$$u_X = u_Y, i_Y = i_X, i_Z = i_X \quad (2.1)$$

Vhodnou volbou přenosových koeficientů proudů a napětí a, b, c lze v podstatě popsat veškeré proudové konvejory. Tříbranný proudový konvektor pak definujeme vztahy:

$$u_X = a \cdot u_Y, i_Y = b \cdot i_X, i_Z = c \cdot i_X \quad (2.2)$$

Uvedené přenosové koeficienty pak mohou nabývat hodnot $\{1, 0, -1\}$. Zmíněné rovnice lze pak upravit do maticové formy, která vyjadřuje vztahy mezi těmito veličinami.

$$\begin{bmatrix} u_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ b & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_X \\ u_Y \\ u_Z \end{bmatrix}$$

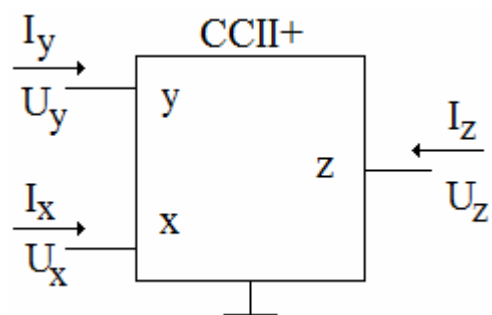
Přenosový koeficient „a“ udává zda je proudový konvektor invertující a nebo neinvertující. Může dosahovat hodnot $\{1, -1\}$. Pokud je $a = 1$, tak se přenesou neinvertované napětí z napětíové brány Y na proudovou bránu X a označení konvektoru zůstává stejné - CC, ale pokud je $a = -1$, tak se přenáší invertované napětí z brány Y na bránu X, čímž se změní označení konvektoru – ICC [21].

Přenosový koeficient „b“ udává o jakou generaci proudových konvektorů se jedná. Může nabývat hodnot $\{1, 0, -1\}$. Pokud je za označením CC římská číslice I, tak to znamená, že se jedná o první generaci proudových konvektorů a přenosový koeficient b nabývá hodnoty 1. Taky nám to říká, že proud I_X je konvektován na svorku Y s kladným znaménkem. Pokud je přenosový koeficient $b = 0$, tak se jedná o druhou generaci proudových konvektorů, kde proud I_X není na svorku Y přenášen vůbec. Je označován CCII. A pokud se za označením CC vyskytuje římská číslice III, tak se jedná o třetí generaci proudových konvektorů a přenosový koeficient b nabývá hodnoty -1. Zde se proud I_X přenáší na svorku Y se záporným znaménkem [21].

Podle orientace výstupního proudu se udává zda se proudový konvektor chová jako neinvertující (tzv. pozitivní), nebo invertující (negativní) [6]. Pokud je přenosový koeficient $c = 1$, tak se jedná o pozitivní proudový konvektor a vyznačuje se znaménkem plus za zkratkou CC (např. CCII+) a pokud je přenosový koeficient $c = -1$, tak se jedná o negativní proudový konvektor a značí se znaménkem mínus za zkratkou CC [21].

Z výše uvedeného můžeme soudit, že můžeme realizovat až 12 různých variant tříbranných proudových konvektorů, které jsou uvedeny v Tab.1.

I přes všechny výhody proudového konvektoru, se tento obvod nezačal sériově vyrábět. Jediný komerčně dostupný proudový konvektor je pouze neinvertující pozitivní proudový konvektor (CCII+), který se do sériové výroby dostal jako součást složitější vnitřní struktury. V dnešní době je tento prvek zakomponován v součástkách např. AD844 od firmy Analog Devices a nebo OPA860, OPA861 od firmy Texas Instruments. I když je CCII+ jediný dostupný proudový konvektor, dají se s ním realizovat funkční blokové struktury, které mohou nahradit moderní aktivní prvky. Schématická značka proudového konvektoru druhé generace je na obr.2.

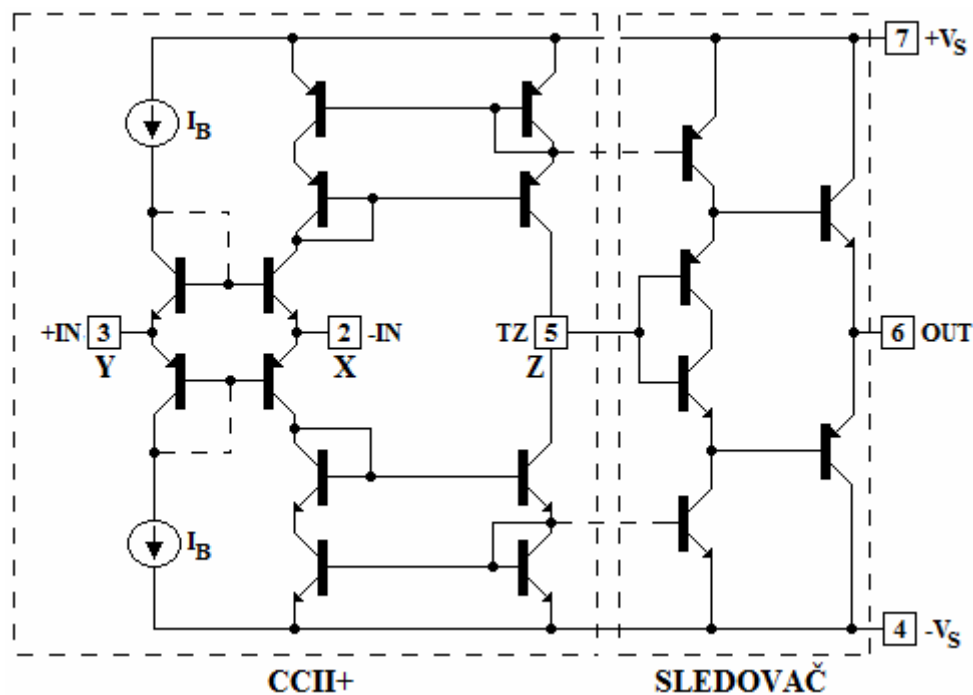


Obr. 2 Schématická značka CCII+

Druh konvejoru	Koeficienty		
	a	b	c
CCI+	1	1	1
CCI-	1	1	-1
CCII+	1	0	1
CCII-	1	0	-1
CCIII+	1	-1	1
CCIII-	1	-1	-1
ICCI+	-1	1	1
ICCI-	-1	1	-1
ICCII+	-1	0	1
ICCII-	-1	0	-1
ICCIH+	-1	-1	1
ICCIH-	-1	-1	-1

Tab. 1 Typy tříhranných proudových konvejorů s nastavenými koeficienty

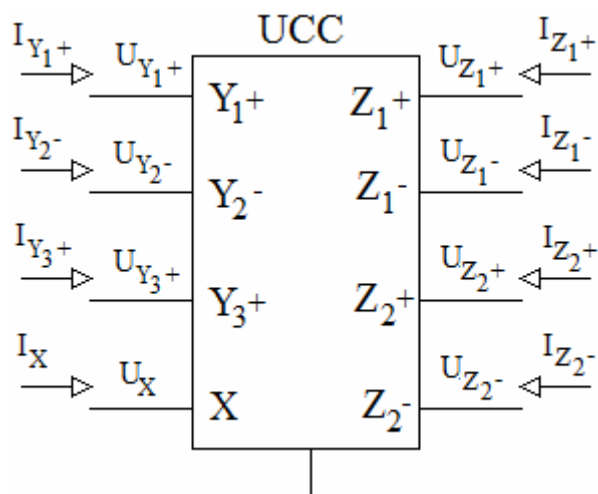
Na obr.3 lze vidět jak je proudový konvejor CCII+ zakomponován ve struktuře součástky AD844 od firmy Texas Instruments. Skládá se ze zdrojů proudu, které nastavují klidový pracovní proud, z proudových zrcadel, které zajišťují podmínku, že $I_x = I_z$.



Obr. 3 Vnitřní struktura AD844

2.1.1 Univerzální proudový konvektor

Univerzální proudový konvektor (UCC), jenž je naznačen na obr.4., byl vyvinut na základě, že jediným stavebním prvkem bychom mohli realizovat všechny typy doposud zmíněných proudových konvektorů. Univerzální proudový konvektor je definován jako osmibran [7]. Tento prvek má tři vysokoimpedanční vstupy (Y_{1+} , Y_{2-} , Y_{3+}), jeden nízkoimpedanční vstup (X) a čtyři proudové výstupy (Z_{1+} , Z_{1-} , Z_{2+} , Z_{2-}), kde odlišné znaménko popisuje zda je s kladným nebo záporným přenosem proudu. Je zde zakomponován také CCII+/-, protože je základním kamenem této struktury a také proto, aby našel i větší uplatnění [8].



Obr. 4 Schématické značení univerzálního proudového konvektoru (UCC)

Jeho největší předností je právě univerzálnost, kdy prakticky mohou být realizovány všechny doposud známé proudové konvejory. Toho se dosahuje pomocí propojením, uzemněním jednotlivých svorek univerzálního konveju. Pro názornou ilustraci, jak propojit jednotlivé svorky, byly vybrány proudové konvejory první a druhé generace, které jsou uvedeny v Tab.2.

Vlastnosti univerzálního proudového konveju lze popsat maticí:

$$\begin{bmatrix} i_{Y1+} \\ i_{Y2-} \\ i_{Y3+} \\ u_X \\ i_{Z1+} \\ i_{Z1-} \\ i_{Z2+} \\ i_{Z2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Y1+} \\ u_{Y2-} \\ u_{Y3+} \\ i_X \\ u_{Z1+} \\ u_{Z1-} \\ u_{Z2+} \\ u_{Z2-} \end{bmatrix}$$

Typ	Vstup	Výstup	Propojit	Uzemnit
CCI+	Y_{1+}	Z_{2+}	Y_{1+}, Z_{1+}	$Y_{2-}, Y_{3+}, Z_{1-}, Z_{2-}$
CCI-	Y_{1+}	Z_{1-}	Y_{1+}, Z_{1+}	$Y_{2-}, Y_{3+}, Z_{2+}, Z_{2-}$
CCII+	Y_{1+}	Z_{1+}		$Y_{2-}, Y_{3+}, Z_{1-}, Z_{2-}, Z_{2+}$
CCII-	Y_{1+}	Z_{1-}		$Y_{2-}, Y_{3+}, Z_{1+}, Z_{2+}, Z_{2-}$

Tab. 2 Příklady proudových konveju realizovaných univerzálním proudovým konvejem (UCC) [7]

Proudové konvejory první generace, ať už invertující, neinvertující, pozitivní či negativní jsou pomocí UCC realizovány tak, že bude využíván vstup Y_{1+} nebo Y_{2-} (neinvertující nebo invertující typ) a proudový vstup X . Jsou k dispozici čtyři proudové výstupy, z nichž se musí propojit jeden volný pozitivní proudový výstup Z_{1+} nebo Z_{2+} na použitý napěťový vstup Y_{1+} nebo Y_{2-} . Nepoužité vstupy a výstupy se uzemní [8].

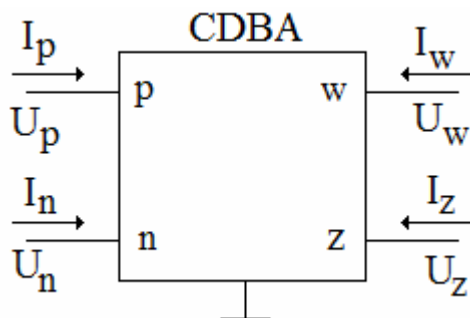
U druhé generace proudových konveju se realizace proudových konveju významně zjednoduší, protože se nemusí propojovat proudový výstup na napěťový vstup. Další propojování je obdobné jako u první generace [8].

U třetí generace se musí propojit jeden volný negativní proudový výstup Z_{1-} nebo Z_{2-} na použitý napěťový vstup Y_{1+} nebo Y_{2-} [8], což také ovlivňuje to, jestli bude realizován invertující nebo neinvertující typ.

Bohužel tento aktivní prvek není sériově vyráběn. Vysoké Učení Technické v Brně spolu s firmou Semiconductor vyrobili pouze pár laboratorních vzorků, které podléhají různým testům a nejsou veřejnosti dostupné. Univerzální proudový konveju je napájen napětím $\pm 1,65V$, maximální výstupní proud kterékoliv proudové svorky je $\pm 0,7mA$. Rozsah lineární oblasti výstupního napětí je $\pm 1V$ [8].

2.2 Napěťový konvektor

Pojem napěťový konvektor se dostal do širšího povědomí už v roce 1982 díky T.Dostála a J.Pospíšila. Samozřejmě zatím jako teoretický stavební prvek. Napěťové konvektory jsou obdobou proudových konvektorů a vznikly právě na základě podobnosti s tímto stavebním blokem. V roce 1999 byl uveden CDBA (Current Differential Buffered Amplifier), který lze zařadit do skupiny napěťových konvektorů, jenž je analogicky podobný s DVCCII+ (pozitivní proudový konvektor II.generace s rozdílovým napětím) [11]. Schématická značka je na obr.5.



Obr. 5 Schématická značka CDBA

Má dva proudové vstupy „n“ a „p“, které mají velice malou impedanci. Brána „w“ tu reprezentuje výstupní bránu a brána „z“ je vstupně – výstupní svorka [11]. Vztahy mezi jednotlivými veličinami lze vyčíst z následující matice:

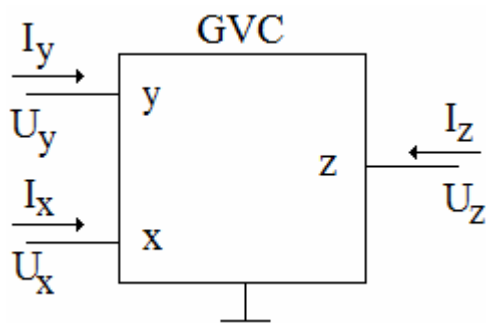
$$\begin{bmatrix} i_z \\ u_w \\ u_p \\ u_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_z \\ i_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix}$$

V uvedené matici stojí za povšimnutí, že bránou „z“ teče proud jehož hodnota je určena rozdílem proudů na svorkách „p“ a „n“. Napětí, které vznikne na této svorce je poté přeneseno na výstup „w“ [11].

Nejdříve je definován obecný napěťový konvektor, který je zobrazen na obr.6, pomocí něhož se realizují elektronické obvody, a taky definují všechny dostupné typy napěťových konvektorů. Z matice, která je uvedena níže, kde se definují vztahy mezi jednotlivými veličinami, si lze povšimnout, že je stejná jako matice proudového konvektoru, až na ten rozdíl, že proudy jsou zaměněné za napětí a napětí za proudy.

$$\begin{bmatrix} i_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ b & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix}$$

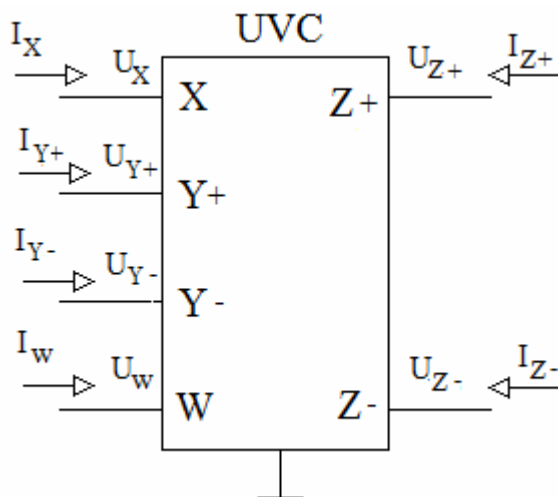
Z přenosových koeficientů, které dosahují stejných hodnot jako u proudových konvektorů, lze realizovat jakékoliv typy napěťových konvektorů. Pravidla, podle nichž se orientuje varianta konvektoru, budou analogicky stejná, jak poukazuje Tab.1 s proudovými konvektory, až na označení.



Obr. 6 Schematická značka obecného napěťového konvejeoru

2.2.1 Univerzální napěťový konvejeor

Obdobně jako u univerzálního proudového konvejeoru tak i univerzální napěťový konvejeor (UVC), jenž je naznačen na obr.7., byl vyvinut na základě, že jediným stavebním prvkem by mohly být realizovány všechny typy doposud zmíněných napěťových konvejeorů.



Obr. 7 Schématická značka univerzálního napěťového konvejeoru (UVC)

Tento šestibraný prvek je vybaven vysokoimpedančními napěťovými vstupy X a W, dvěma proudovými vstupy Y+ a Y- s malou impedancí, a dvěma napěťovými výstupy Z+ a Z-. Realizace různých napěťových konvejeorů je podobné jako u univerzálního proudového konvejeoru. Kvůli tomu je tu přidána svorka W, která se propojí buď s invertujícím (I.generace) nebo neinvertujícím (III.generace) výstupem a nebo se uzemní (II.generace) [12].

Typ	Vstup	Výstup	Propojit	Uzemnit
VCI+	Y ₊	Z ₊	W, Z ₊	
VCI-	Y ₊	Z ₋	W, Z ₊	
VCII+	Y ₊	Z ₊		W
VCII-	Y ₊	Z ₋		W

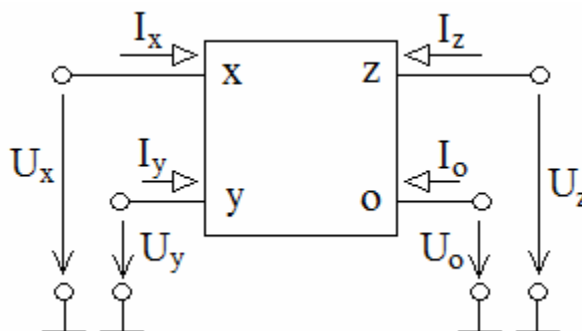
Tab. 3 Příklady napěťových konvejeorů realizovaných univerzálním napěťovým konvejeorem (UVC)

2.3 Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou

Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (Current Feedback Amplifier) lze taky najít pod označením transimpedanční zesilovače (TIA – transimpedance amplifier). Tuto strukturu lze rovněž pojmenovat jako zdroj napětí řízený proudem. Jedná se defakto o proudový konvektor doplněný o napěťový sledovač [14]. V předchozí kapitole je zmíněn integrovaný obvod AD844, což představuje zesilovač s proudovou zpětnou vazbou. Pro CFA platí, že

$$U_x = U_y, U_o = U_z, I_y = 0, I_x = I^*, I_z = I_x, I_o = I^*, \quad (2.3)$$

kde I^* je nezávislý proud [14].



Obr. 8 Schematická značka zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (CFA)

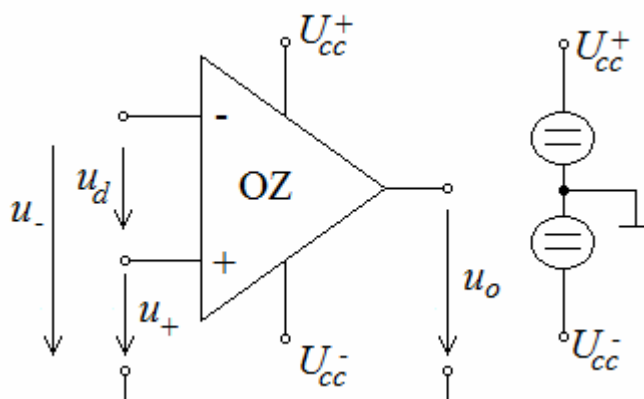
Jedná se o prvek, který má dva vstupy s odlišnými vlastnostmi – „y“ napěťový, což je neinvertující vstup s velkou vstupní impedancí, a proudový „x“, což je invertující vstup s ideálně nulovou impedancí. CFA zesilovač vykazuje horší stejnosměrné vlastnosti např. malé zesílení a horší šumovou odolnost. Zato jejich dynamické vlastnosti jsou vynikající. Rychlost přeběhu u těchto zesilovačů dosahuje tisíců V/ μ s, doba zotavení se pohybuje v řádech nanosekund. Nízká impedance invertujícího vstupu zaručují mnohem lepší frekvenční vlastnosti. To je způsobeno díky obvodovému uspořádání. Výstupní odpor CFA zesilovače je ideálně nulový. Tranzistory v této struktuře pracují v proudovém režimu. Proto se parazitní kapacity nezvětšují a díky tomu se zde neuplatňuje Millerův jev, což znamená, že vliv parazitních kapacit je zřetelně potlačen. Díky čemuž má tak vynikající dynamické vlastnosti [9, 10].

2.4 Zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou

Zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou (VFA) [9] lze také jednoduše nazvat jako klasický operační zesilovač a nebo jej formulovat jako zdroj napětí řízený napětím. Operační z toho důvodu, že byl určen k matematickým operacím. Je to v podstatě stejnosměrný zesilovač s velkým zesílením, běžně $A_u = 20000$ až 2000000 , a s malým rušením, který je schopný pracovat s dobrou stabilitou v uzavřené zpětnovazební smyčce [15].

Na obr.9 je naznačena symbolická značka operačního zesilovače. Obsahuje čtyři signálové vývody a to jsou neinvertující vstup (+), invertující vstup (-), výstup a zemní svorka neboli společná, ke které vztahujeme všechny signály. Nejčastěji tímto místem je společný střed symetrického napájení. Neinvertující vstup způsobí, že na výstupu se objeví signál, který má stejnou fázi jako vstupní signál. Invertující vstup způsobí, že na výstupu se objeví signál, který má opačnou fázi než vstupní signál. To

samozřejmě nejsou všechny vývody. Operační zesilovač může mít, podle potřeby, i další vývody např. vývod pro připojení prvků pro korekci kmitočtové charakteristiky [14].



Obr. 9 Značka operačního zesilovače

Vůbec první operační zesilovač byl zkonstruován z elektronek G. A. Philbrickem v roce 1938. Jak se technika zdokonalovala, tak elektronky byly postupně vytlačovány polovodičovými diodami a tranzistory, což vedlo také k tomu, že všechny prvky byly implementovány na jedné polovodičové destičce [9].

Principiální schéma operačního zesilovače je na obr.10. Vstupní částí operačního zesilovače je diferenciální (rozdílový) zesilovač, který reaguje na rozdílové napětí na svých vstupech a vůči souhlasnému napětí je necitlivý. Tato vlastnost se označuje jako činitel potlačení souhlasného napětí *CMRR* (Common Mode Rejection Ratio), což je důležitý parametr operačních zesilovačů. Dosahují většinou hodnot od 90 do 160 dB [9]. Rozdílové napětí lze vyjádřit:

$$U_d = U_- - U_+ \quad (2.4)$$

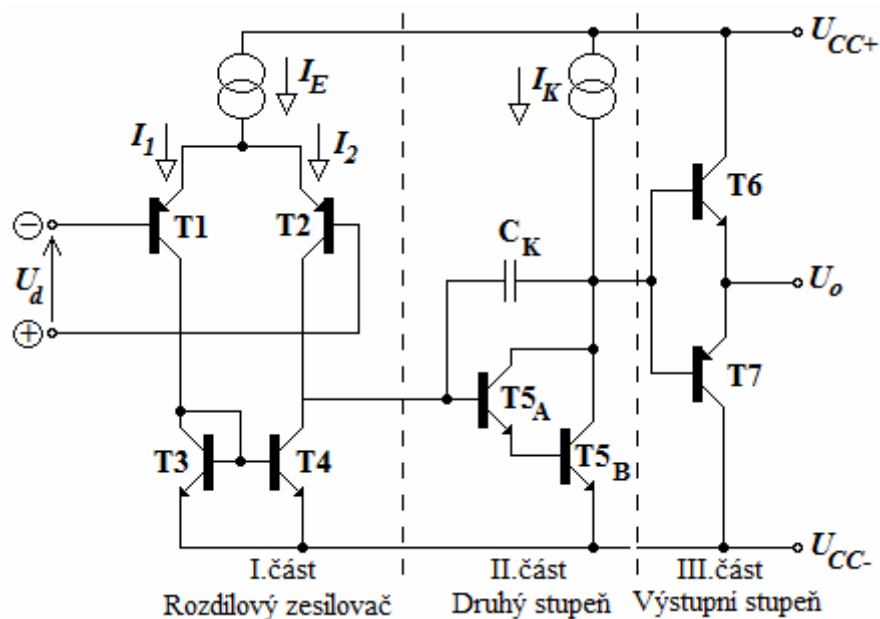
Rozdílový zesilovač je tvořen tranzistory T1 a T2, které mají shodné vlastnosti. Součet proudů I_1 a I_2 těchto tranzistorů se musí rovnat proudu I_E , který je dodáván do emitorů zdrojem proudu [9]. Platí, že

$$I_E = I_1 + I_2 \quad (2.5)$$

Dále se zde nachází proudové zrcadlo, které je tvořeno tranzistory T3 a T4. Pokud tyto tranzistory mají shodné vlastnosti, tak proudy, protékající těmito tranzistory jsou stejné [9]. Platí, že

$$I_4 = I_3 \quad (2.6)$$

Druhý stupeň je tvořen Darlingtonovým zapojením tranzistorů T5_A a T5_B. Kondenzátor C_K zde slouží jako korekční kapacitor, který zamezuje nežádoucím kmitům, které mohou být způsobené kapacitou v zátěži. Zajišťuje de facto stabilitu daného zapojení. Tato kapacita se volí obvykle mezi 3 až 30 pF. Pokud by kapacita byla větší, tak by se kondenzátor déle nabíjel a tím by se zhoršovaly dynamické vlastnosti např. by se zmenšovala rychlost přeběhu. Posledním stupněm je výstupní stupeň, který je realizován tranzistory T6 a T7, což představuje komplementární emitorový sledovač [9, 14].



Obr. 10 Principiální schéma operačního zesilovače

Pro analýzu operačního zesilovače se některé věci zjednodušují, zanedbávají. Proto byl zaveden pojem ideální operační zesilovač a jeho charakteristické vlastnosti jsou následující [15]:

- má nekonečně velké napěťové zesílení A_u , které je zároveň frekvenčně nezávislé
- nekonečně velká vstupní impedance
- nulová výstupní impedance
- fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem je 0° nebo 180°
- zesílení souhlasného napětí je nulové
- operační zesilovač je dokonale symetrický
- na parametry operačního zesilovače nemá žádný vliv v podobě stárnutí, závislosti na teplotě

Vlastnosti reálného operačního zesilovače [15] se snaží jen přiblížit k ideálnímu operačnímu zesilovači, ale nikdy nebudou ideální. Proto výrobci operačních uvádějí v katalogích základní parametry, kterými jsou popsány vlastnosti operačních zesilovačů. Zmíněny budou jen některé:

- napěťová nesymetrie – je to napětí, které je nutné přivést mezi vstupní svorky, aby výstupní napětí bylo nulové
- napěťový drift
- proudová nesymetrie vstupů
- vstupní klidový proud
- vstupní rozdílová impedance
- vstupní impedance proti zemi
- činitel potlačení souhlasného napětí $CMRR$
- napěťové zesílení

- rychlost přeběhu

2.5 Transkonduktanční zesilovač

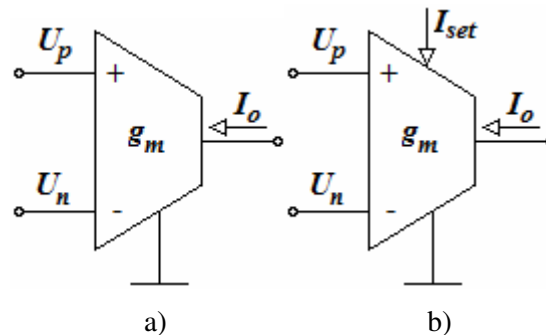
Je to prvek, který má jeden výstup a může být též označován jako transadmitanční zesilovač. Tuto strukturu lze rovněž popsat jako zdroj proudu řízený napětím. Tento člen byl uveden na trh společností RCA roku 1969. Je to v podstatě zdroj proudu řízený rozdílovým napětím, který je charakterizován přenosovou vodivostí neboli transkonduktancí g_m . Může pracovat buď s konstantní transkonduktancí a nebo s nastavitelnou transkonduktancí, kterou lze měnit řídicím proudem I_{set} , což je významná vlastnost tohoto prvku [13]. Schématické značky jsou uvedeny na obr.11. Vztahy mezi branovými veličinami můžou být definovány maticí:

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_p \\ U_n \\ U_o \end{bmatrix}$$

z které lze napsat rovnici, která popisuje vlastnosti transkonduktančního zesilovače

$$I_o = g_m (U_p - U_n), \quad (2.7)$$

kde U_p a U_n jsou napětí na invertujícím a neinvertujícím vstupu. Ideálně má nekonečný vstupní a výstupní impedanci. Jelikož mají tyto zesilovače konečné zesílení, nejsou u nich vyžadovány zpětné vazby, což je z hlediska stability a kmitočtového rozsahu výhodné [13].



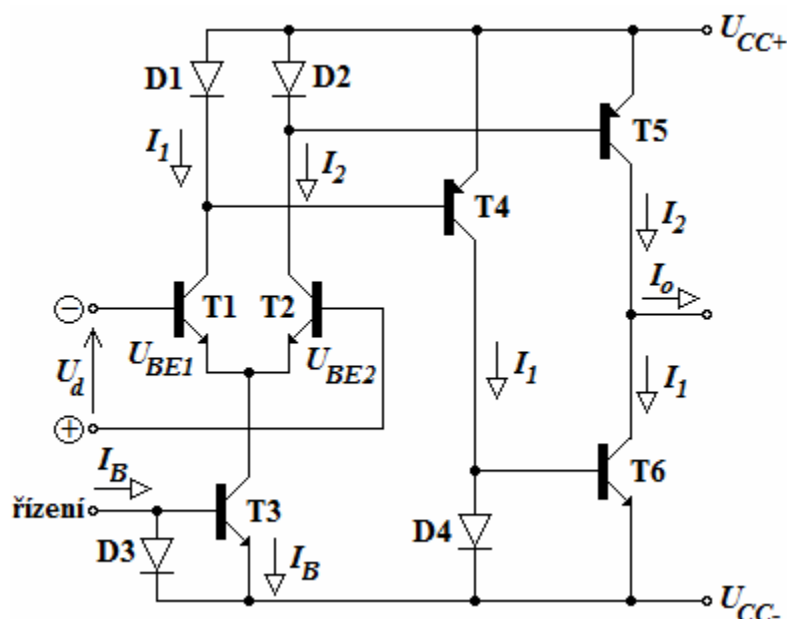
Obr. 11 Schématická značka transkonduktančního zesilovače: a) s konstantní transkonduktancí, b) s říditelnou transkonduktancí

Principiální schéma je uvedeno na obr.12. Je tvořen diferenciálním stupněm, který se skládá z tranzistorů T1 a T2 a prvky D1; T4, D2; T5, D4; T6, D3; T3 představují proudová zrcadla, která přenášejí proudy v poměru 1:1. Proto jsou proudy protékající tranzistory T5 a T2 shodné. Totéž platí pro proudy, které protékají tranzistory T1, T6 [9].

Pro výstupní proud platí:

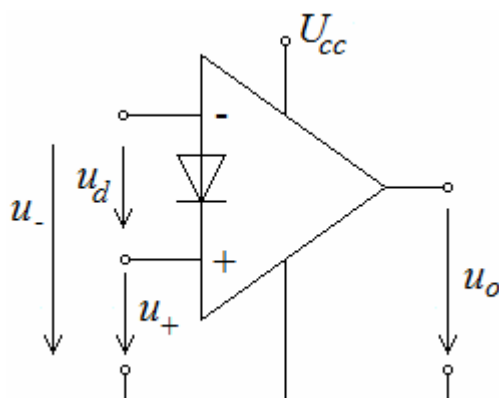
$$I_o = I_2 - I_1 \quad (2.8)$$

Transkonduktanční zesilovač s diferenčním výstupem BOTA (Ballanced Operational Transconductance Amplifier) se odlišuje pouze dalším výstupem s opačným směrem proudu. Transkonduktanční zesilovač MOTA (Multiple Operational Transconductance Amplifier) se odlišuje pouze počtem vstupů [14].



Obr. 12 Principiální zapojení transkonduktančního zesilovače

2.6 Nortonův zesilovač



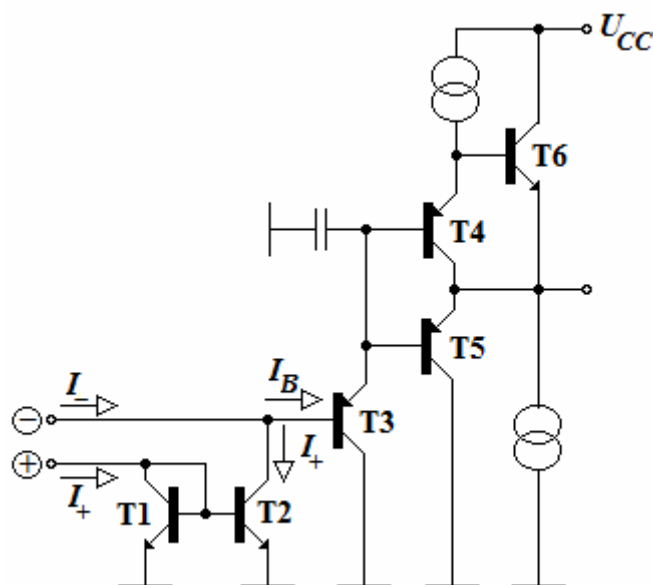
Obr. 13 Symbolická značka

Je to v podstatě jednoduchý zesilovač, který se využívá v méně náročných aplikacích, kde je nesymetrické napájení, a kde se vystačí se ziskem kolem 60dB [9]. Principiální schéma je na obr.14.

Nortonův zesilovač je tvořen invertujícím zapojením napěťového zesilovače a proudovým zrcadlem, které je realizováno tranzistorem T1 a T2. Proud, který teče tranzistorem T2 je roven proudu, který je vnucován tranzistoru T1 [9]. V tom případě platí

$$I_- = I_+ + I_B \quad (2.9)$$

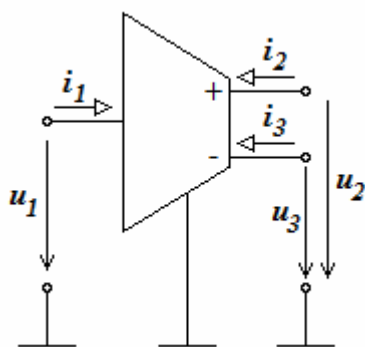
Nejdůležitějším článkem je tranzistor T3, který realizuje kompletní napěťový zisk celého zesilovače. Tranzistor T5 zde zastupuje funkci výstupního stupně v podobě emitorového sledovače. Pokud jsou zpracovávány i větší úrovně signálu, tak je do procesu zapojován i tranzistor T6, který spolu s tranzistorem T5 vytváří stupeň ve třídě AB. Jedná se v podstatě o zesilovač, který je řízen proudem I_B , který je v ideálním případě roven nule [9].



Obr. 14 Zjednodušené schéma Nortonova zesilovače

2.7 Proudové zrcadlo (Current Mirror and Inverter)

Jelikož prvky pracující v proudovém režimu mají oproti napěťovému módu řadu výhod, tak na tomto základě byl vyvinut nový aktivní prvek – proudové zrcadlo. Tato struktura lze rovněž popsat jako zdroj proudu řízený proudem. Tento element dále rozšiřuje kmitočtové pásmo zpracovávaných signálů, je daleko odolnější proti vznikajícímu šumu při nízkých napájecích napětích. Tento prvek lze považovat za čistě proudový jelikož jak vstupní svorky, výstupní svorky, tak i vstupní i výstupní veličiny jsou proudové [23]. Schématická značka je uvedena na obr.15.



Obr. 15 Schématická značka CMI

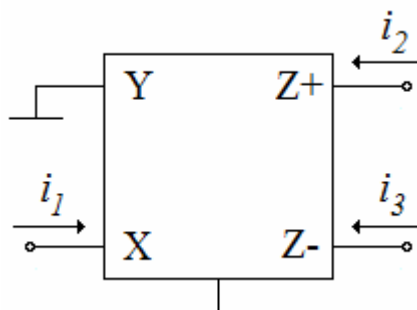
Poměry mezi vztahovými veličinami jsou uvedeny v následující matici

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix},$$

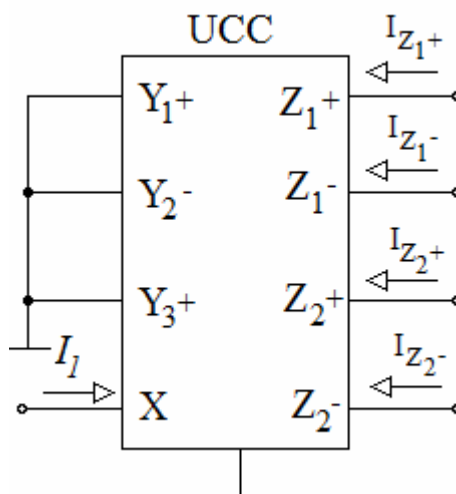
kde vlastnosti tohoto aktivního prvku jsou vyjádřeny rovnicí

$$i_2 = i_1, i_3 = -i_1. \quad (2.10)$$

Prozatím je tento prvek řešen v teoretické rovině. Ale i tak lze tento prvek realizovat pomocí proudových konveju libovolné generace, kdy napěťová svorka Y se uzemní. Pokud se rozšíří počet výstupních bran, vzniká MCMI (Multi – output CMI), který se dá také realizovat pomocí univerzálního proudového konveju, kdy vysokoimpedanční vstupy (Y_{1+} , Y_{2-} , Y_{3+}) se uzemní [23].



Obr. 16 Realizace proudového zrcadla pomocí proudového konveju



Obr. 17 Realizace MCMI pomocí univerzálního proudového konveju

3 Funkční blokové struktury s CCII

3.1 Základní popis struktur

Každý zmiňovaný aktivní prvek lze obecně a co nejjednodušeji popsat ať už je realizován jakoukoliv strukturou či jakýmikoliv prvky. Nejvýhodnější popis je pomocí řízených zdrojů [16], kterými lze popsat všechny takovéto struktury, které jsou uvedeny níže.

Pokud je řídicí veličinou napětí, tak jsou vstupní impedance ideálně nekonečně velké, vstupní proud je ideálně roven nule. Z obr.18 a obr.19 si lze povšimnout, že vstupní svorky jsou zde rozpojené, čímž je zaručena nekonečně velká vstupní impedance [16].

Pokud je řízen ideální zdroj napětí, tak výstupní napětí nesmí být ovlivňováno zatěžovacím proudem. Výstupní odpor této struktury je ideálně roven nule [16].

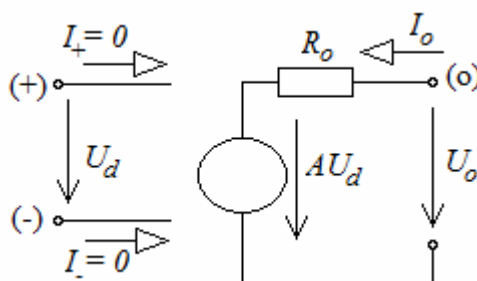
Pokud je řídicí veličinou proud, tak vstupní impedance je ideálně rovna nule, vstupní proud protéká. Na obr.20 a obr.21 si lze povšimnout, že vstupní impedance je tu prezentována zkratem, čímž je zaručeno, že vstupní impedance bude ideálně nekonečně nulová [16].

Pokud je řízen ideální zdroj proudu, tak výstupní proud nesmí být ovlivňován výstupním napětím. Výstupní odpor této struktury je ideálně nekonečně velký [16].

Ovšem ve skutečnosti vždy vzniká napěťová a proudová složka signálu a vždy se budou tyto složky navzájem ovlivňovat [16].

Na obr.18 je znázorněno idealizované náhradní schéma operačního zesilovače jako zdroj napětí řízený napětím. Podstata idealizace spočívá v tom, že vstupní impedance této struktury jsou uvažovány jako nekonečné. To znamená, že vstupní proudy neprotékají a tudíž se jedná o napěťové řízení [17]. Výstupní odpor je ideálně nulový. Základní rovnice, která popisuje tento napěťový zesilovač je vztah výstupního napětí naprázdno:

$$U_o = A \cdot U_d = A \cdot (U_+ - U_-) \quad (3.1)$$



Obr. 18 Náhradní schéma zdroje napětí řízeného napětím (VFA)

Z obr.18 pak lze určit, že

$$I_o = \frac{(U_o - A \cdot U_d)}{R_o} = -A \cdot G_o \cdot U_+ + A \cdot G_o \cdot U_- + G_o \cdot U_o, \quad (3.2)$$

kde $G_o = \frac{1}{R_o}$ popisuje výstupní vodivost napěťového zesilovače.

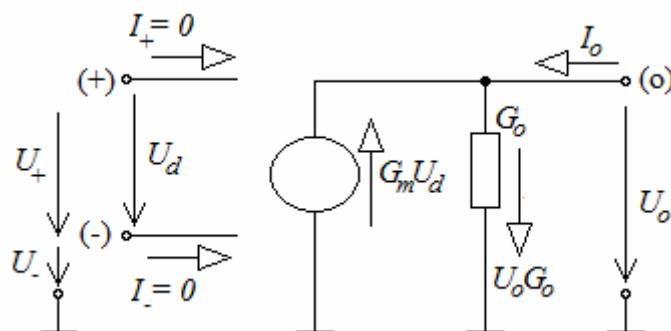
Systém rovnic popisující náhradní schéma:

$$\begin{aligned} I_+ &= 0 \cdot U_+ + 0 \cdot U_- + 0 \cdot U_o \\ I_- &= 0 \cdot U_+ + 0 \cdot U_- + 0 \cdot U_o \\ I_o &= \frac{(U_o - A \cdot U_d)}{R_o} = -A \cdot G_o \cdot U_+ + A \cdot G_o \cdot U_- + G_o \cdot U_o \end{aligned} \quad (3.3)$$

Na obr.19 je znázorněno náhradní schéma transkonduktančního zesilovače, který lze popsat jako zdroj proudu řízený napětím. I jako v předešlém případě je podstata idealizace v tom, že impedance vstupních svorek jsou ideálně nekonečně velké. Ovšem je zde odlišnost v tom, že se zde řídí zdroj proudu, což znamená, že výstupní odpor této struktury je ideálně nekonečně velký. Vztah mezi

výstupním proudem I_o a řídicím napětím U_d je definován transadmitancí nebo-li také transkonduktancí G_m [17]. Z obr.19 lze pak určit, že

$$I_o = -G_m \cdot (U_+ - U_-) + G_o \cdot U_o = -G_m \cdot U_+ + G_m \cdot U_- + G_o \cdot U_o \quad (3.4)$$

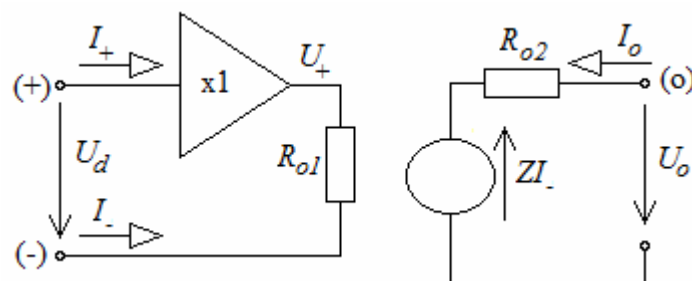


Obr. 19 Náhradní schéma zdroje proudu řízeného napětím (OTA)

Systém rovnic popisující náhradní schéma:

$$\begin{aligned} I_+ &= 0 \cdot U_+ + 0 \cdot U_- + 0 \cdot U_o \\ I_- &= 0 \cdot U_+ + 0 \cdot U_- + 0 \cdot U_o \\ I_o &= -G_m \cdot (U_+ - U_-) + G_o \cdot U_o = -G_m \cdot U_+ + G_m \cdot U_- + G_o \cdot U_o \end{aligned} \quad (3.5)$$

Na obr.20 je uvedeno náhradní schéma zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (transimpedanční zesilovač) nebo-li také zdroji napětí řízeného proudem. Ikdyž tento prvek (CFA) má odlišné impedance u vstupních svorek, tak i přesto, jako v předešlých strukturách, je zde ideální nulový vstupní odpor a výstupní odpor je také ideálně nulový [17].

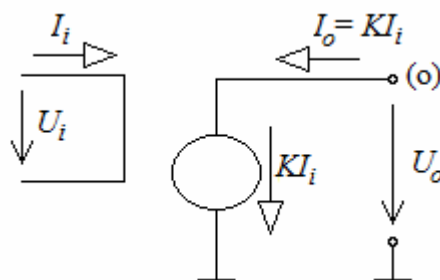


Obr. 20 Náhradní schéma zdroje napětí řízeného proudem (CFA)

Systém rovnic popisující náhradní schéma:

$$\begin{aligned} I_+ &= 0 \cdot U_+ + 0 \cdot U_- + 0 \cdot U_o \\ I_- &= \frac{(U_- - U_+)}{R_{o1}} = -G_{o1} \cdot U_+ + G_{o1} \cdot U_- + 0 \cdot U_o \\ I_o &= \frac{(U_o - Z \cdot I_-)}{R_{o2}} = \frac{(U_o + Z \cdot I_-)}{R_{o2}} = -G_{o1} \cdot G_{o2} \cdot Z \cdot U_+ + G_{o1} \cdot G_{o2} \cdot Z \cdot U_- + G_{o2} \cdot U_o \end{aligned} \quad (3.6)$$

Pro úplnost je zde uveden i zdroj proudu řízený proudem nebo jej také nalézt pod jiným názvem např. ideální proudový zesilovač, proudové zrcadlo apod., který je uveden na obr.21.

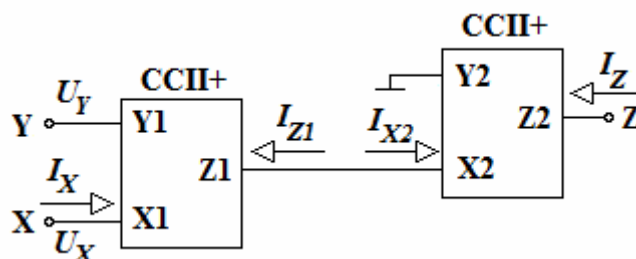


Obr. 21 Zdroj proudu řízený proudem

3.2 Realizace funkčních blokových struktur s obvodů CCII

Jelikož je neinvertující pozitivní konvektor 2. generace (CCII+) jediným komerčně dostupným proudovým konvektorem, tak konstruktér aktivních obvodových struktur nemusí být touto skutečností výrazně omezen, protože CCII+ může být z určitého hlediska brán jako univerzální aktivní prvek. Právě díky konstrukční jednoduchosti prvku CCII je mnoho funkčních blokových struktur realizováno tímto aktivním prvkem. A tyto funkční blokové struktury mohou úspěšně nahrazovat moderní aktivní prvky. Většina vnitřních struktur moderních aktivních prvků je založena na principu proudových konvektorů. Elektrické obvody, které využívají proudových konvektorů, umožňují zvětšení frekvenčního pásma, zlepšení dynamických vlastností apod. [18].

Díky tvrzení, že CCII+ je univerzální stavební, aktivní prvek [16], lze dosáhnout toho, že vhodnou obvodovou kombinací CCII je možné prakticky realizovat čtyři základní funkční blokové struktury: napětím řízený zdroj napětí, napětím řízený zdroj proudu, proudem řízený zdroj napětí a proudem řízený zdroj proudu.



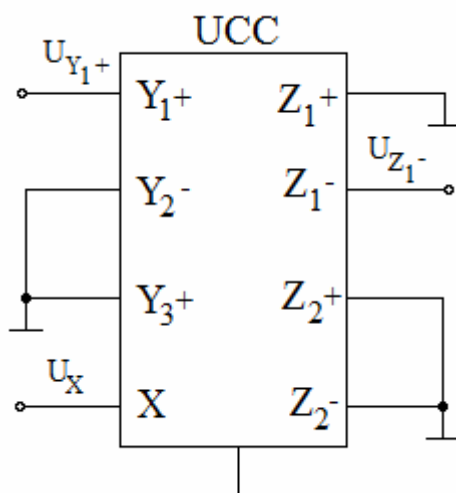
Obr. 22 Struktura realizující CCII- pomocí CCII+

Jelikož některé struktury vyžadují i negativní proudový konvektor II. generace je nutné specifikovat i tuto strukturu, která bohužel není komerčně dostupná. Tuto strukturu [16] je možné realizovat pomocí dvou pozitivních proudových konvektorů II. generace, která je zobrazena na obr.22. Tato realizace není ovšem jediná. Lze ji také realizovat pomocí univerzálního proudového konvektoru (UCC), která je zobrazena na obr.23.

Pro tuto strukturu z obr.22 platí souhrn následujících vztahů [16]

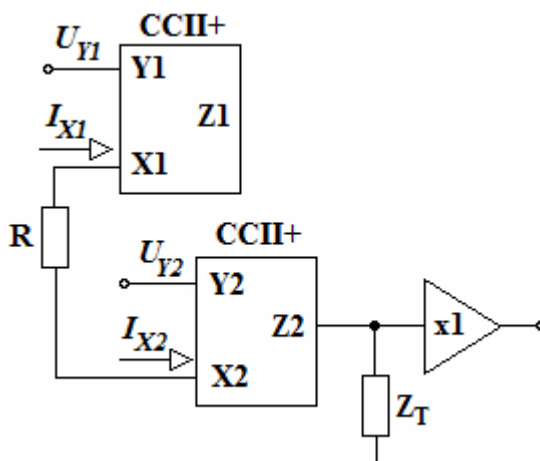
$$U_Y = U_{Y1} \quad U_X = U_{X1} = U_Y \quad I_{Z1} = I_{X1} = I_X \quad (3.7)$$

$$I_{X2} = -I_{Z1} = -I_X \quad I_Z = I_{X2} = -I_X \quad (3.8)$$



Obr. 23 Struktura realizující CCII- pomocí UCC

Struktura, která představuje náhradu za operační zesilovač je zobrazena na obr.24 [16]. Napěťová brána Y1 představuje ve struktuře invertující vstup. Y2 je zde označen jako neinvertující vstup. Jako výstup této struktury je zde vyznačena brána Z2. Nepoužité svorky jsou uzemněny. Výstup je zakončen napěťovým sledovačem [18].



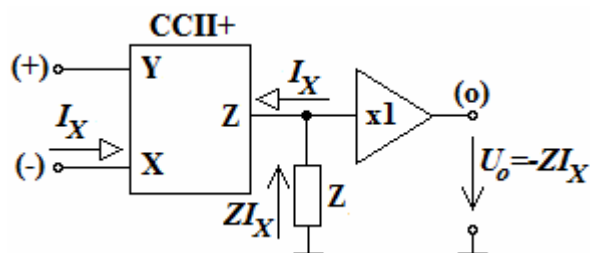
Obr. 24 Funkční bloková struktura nahrazující zdroj napětí řízený napětím

Hodně důležitým faktem, který výraznou měrou ovlivňuje jak strukturu, tak i navržený obvod, jsou impedance Z_T a rezistor R , které určují zesílení této struktury. Impedance Z_T se ideálně blíží k nekonečnu a rezistor R se ideálně blíží k nule.

$$A_s = \frac{Z_T}{R} \quad (3.9)$$

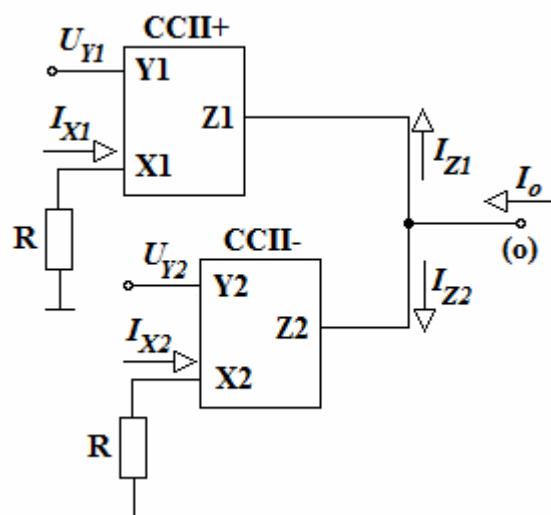
Další struktura, která je v práci použita, je struktura CFA (obr.25) [16], která nahrazuje v obvodu napěťový operační zesilovač. Struktura je složena z proudového konveju a napěťového sledovače. Brána Y zde zastupuje neinvertující vstup a brána X zde plní funkci invertujícího vstupu. Brána Z je výstupem z tohoto prvku, který je přiveden do napěťového sledovače. Důležitou roli v této struktuře hraje impedance Z , která je vstupním odporem napěťového sledovače, na kterém dochází k

vlastnímu napěťovému zesílení této struktury. Je požadováno, aby impedance Z byla co největší, ideálně nekonečná, jelikož nastavení hodnoty této impedance výraznou měrou ovlivňuje průběh charakteristiky v daném obvodu.



Obr. 25 Funkční bloková struktura nahrazující zdroj napětí řízený proudem

Struktura, která je jako další využívána je transkonduktanční zesilovač (obr.26) [16], který je složen z pozitivního a negativního proudového konveju II.generace a který je řízen rozdílovým napětím. Brána Y1 zde zastupuje invertující vstup a brána Y2 je zde jako neinvertující vstup. Proudové výstupy obou proudových konveju jsou spojeny dohromady jako jeden proudový výstup.



Obr. 26 Funkční bloková struktura nahrazující zdroj proudu řízený napětím

Platí zde souhrn vztahů popisující tuto strukturu [16]

$$\text{CCII+:} \quad U_{X1} = U_{Y1} \quad I_{X1} = -\frac{U_{Y1}}{R} \quad I_{Z1} = I_{X1} = -\frac{U_{Y1}}{R} \quad (3.10)$$

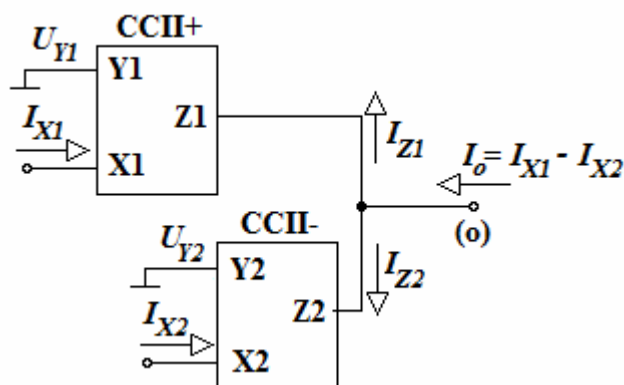
$$\text{CCII-:} \quad U_{X2} = U_{Y2} \quad I_{X2} = -\frac{U_{Y2}}{R} \quad I_{Z2} = -I_{X2} = \frac{U_{Y2}}{R} \quad (3.11)$$

Pro výstupní proud I_o platí [16]:

$$I_o = I_{Z1} + I_{Z2} = \frac{(U_{Y2} - U_{Y1})}{R} = (U_{Y2} - U_{Y1})G \quad (3.12)$$

Poslední strukturou je zdroj proudu řízený proudem [16], který je řešen zatím jen v teoretické rovině jako CMI (proudové zrcadlo). Napěťové vstupy obou proudových konveju se uzemní a

využívají se jen proudové vstupy, které reprezentují vstupní svorky této struktury. Proudové výstupy jsou rovněž spojeny jako v předchozím případě a vytvářejí jeden proudový výstup (odtud zdroj proudu řízený proudem).

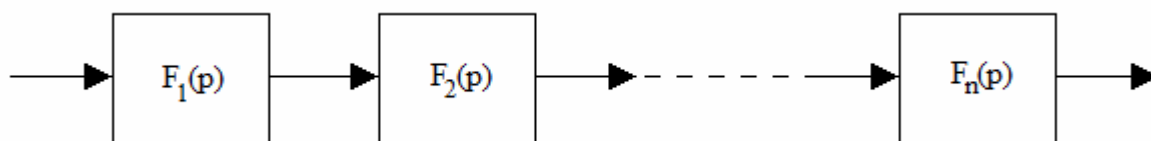


Obr. 27 Funkční bloková struktura nahrazující zdroj proudu řízený proudem

4 Aplikace proudových konvektorů v elektronických obvodech

4.1 Aktivní filtry

Aktivní filtry jsou filtry využívající aktivní součástky pro vytvoření přenosových funkcí s požadovanou závislostí na frekvenci. V současnosti je nejvíce používán aktivní prvek operační zesilovač. Samozřejmě, že se zde používá i pasivních prvků, které jsou prezentovány odpory a kondenzátory. Z toho je zřejmé, že pracovní oblast pro vysoké frekvence je dána použitím operačních zesilovačů a tzn., že jsou omezeny do 1 MHz. Největší výhodou těchto filtrů je, že jsou zde vyloučeny indukty, které jsou charakterizovány velkými rozměry, velkou cenou atd. Další výhodou je, že operační zesilovače kompenzují útlum, které do obvodu vnášejí pasivní prvky. Návrh aktivních filtrů je možný dvěma způsoby. První způsob spočívá v použití jednoho operačního zesilovače, který je obklopen pasivními prvky. Tento způsob se nepoužívá jelikož jeho návrh je pracný a vznikají problémy s nastavením filtru. Druhý, jednodušší a více používanější, způsob spočívá v návrhu aktivních filtrů, kdy každý filtr má svou přenosovou funkci, která je realizována jedním operačním zesilovačem. Tyto filtry jsou zapojeny do kaskády. [19, 20]



Obr. 28 Kaskádní řazení filtrů

Pro kaskádní řazení platí, že

$$F(p) = F_1(p)F_2(p).....F_n(p), \quad (4.1)$$

kde F_1 až F_n představují přenosové funkce jednotlivých článků, n je počet článků v kaskádě a F je výsledná přenosová funkce [19].

Podle toho, které frekvenční pásmo propouští dělíme filtry na:

- a) horní propust (HP)
- b) dolní propust (DP)
- c) pásmová propust (PP)
- d) pásmová zádrž (PZ)

Každou libovolnou přenosovou charakteristiku lze popsat vztahem:

$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{c_m p^m + c_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + c_1 \cdot p + c_0}{b_n p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + b_1 \cdot p + c_0}, \quad (4.2)$$

kde $p = j\omega$ (pro ustálený stav),

$U_2(p)$ – výstupní napětí,

$U_1(p)$ – vstupní napětí,

c, b – koeficienty, a platí $m \leq n$, kde n je řád filtru.

Přenosovou funkci lze také psát ve tvaru

$$\bar{H}(j\omega) = \left| \bar{H}(j\omega) \right| \cdot e^{j\varphi(\omega)}, \quad (4.3)$$

kde $\left| \bar{H}(j\omega) \right|$ je modul v dB, $\varphi(\omega)$ je fázová frekvenční charakteristika, kde $\omega = 2\pi f$ [9].

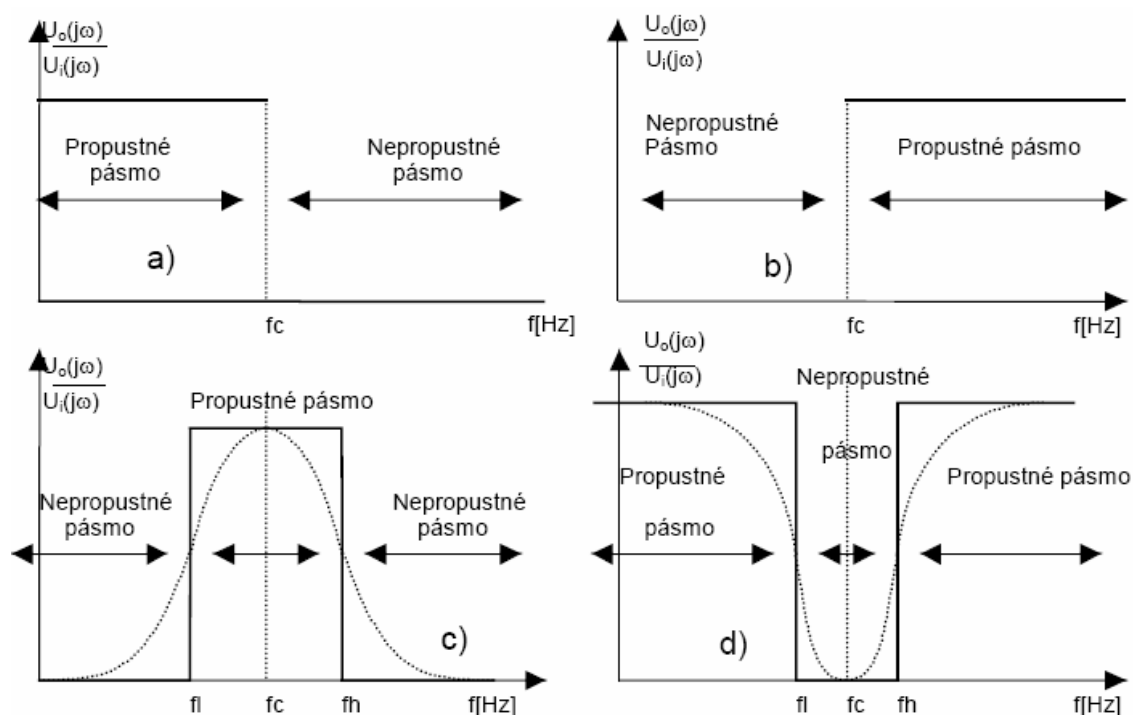
Výběrem koeficientů c, b se určuje typ, čili aproximace přenosové charakteristiky. Nejpoužívanější aproximací je Butterworthova, která se vyznačuje maximální plochou amplitudovou charakteristikou v pásmu propouštění, malou strmostí přechodové charakteristiky v přechodu mezi pásmem propouštění a pásmem potlačení [9].

Besselovy filtry se vyznačují tím, že jejich fázová charakteristika je maximálně lineární. Ovšem díky tomu je strmost amplitudové charakteristiky, mezi pásmem přerušení a pásmem potlačení, velmi malá [19].

Čebyševova aproximace se vyznačuje ze všech zmiňovaných aproximací, nejstrmějším poklesem charakteristiky za kritickou frekvencí. Filtry s touto aproximací mají v pásmu propouštění velké zvlnění. Toto zvlnění je tím větší, čím strmější je pokles za kritickou frekvencí [19].

Ideální charakteristiky se od reálných charakteristik liší. Příklady lze vidět na amplitudových frekvenčních charakteristik pásmové propusti a zádrže (obr.29c, obr.29d). Pásmem propustnosti je myšleno pásmo, kdy modul neklesne pod určitou hodnotu (pokles <3dB). Nepropustným pásmem je myšlena oblast pro kterou platí, že modul klesne pod určitou hodnotu (pokles >3dB). To jest oblast, kdy při kritické frekvenci f_c se amplitudová frekvenční charakteristika láme a klesá s určitým útlumem [9].

V současnosti je snaha v aktivních filtrech využívat nové, již zmiňované aktivní prvky jako např. proudové konvejory, napěťové konvejory, transimpedanční zesilovače, transkonduktanční zesilovače atd. Tyto aktivní prvky jsou vyvinuty tak, že jim je umožněno pracovat na velmi vysokých frekvencích (řádově MHz) [14].



Obr. 29 Amplitudové frekvenční charakteristiky (moduly) 4 základních filtrů: a) dolní propust, b) horní propust, c) pásmová propust, d) pásmová zadrž [4]

4.1.1 Filtr typu dolní propust 6.řádu

Již zmiňovaná struktura (obr.24), která nahrazuje operační zesilovač a která je složena z proudových konvektorů, je použita při návrhu a konstrukci filtru typu dolní propust 6.řádu v neinvertujícím zapojení. Po vyjmutí operačního zesilovače je tato struktura, zobrazená na obr.32, vložena přímo na místo, kde byl operační zesilovač aniž by se musel obvod nějak upravovat.

Při návrhu filtru je využita Butterworthova aproximace, kde polynom 6.řádu, který je zde použit, je uveden níže. Navrhovaný filtr je zobrazen na obr.30, který je složen z kaskádně řazených filtrů dolní propusti 2.řádu. Při návrhu bylo uvažováno zjednodušení $R_1 = R_2 = R_5 = R_6 = R_9 = R_{10} = R$ a $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C$.

Při návrhu byl nejprve zvolen kondenzátor C, kvůli tomu, že velikosti kondenzátorů jsou hůře dostupné, a pak byl dopočítán rezistor R, který byl vybrán nejbližší možné hodnotě z řady E24. Mezní frekvence byla zvolena $f_c = 5\text{MHz}$.

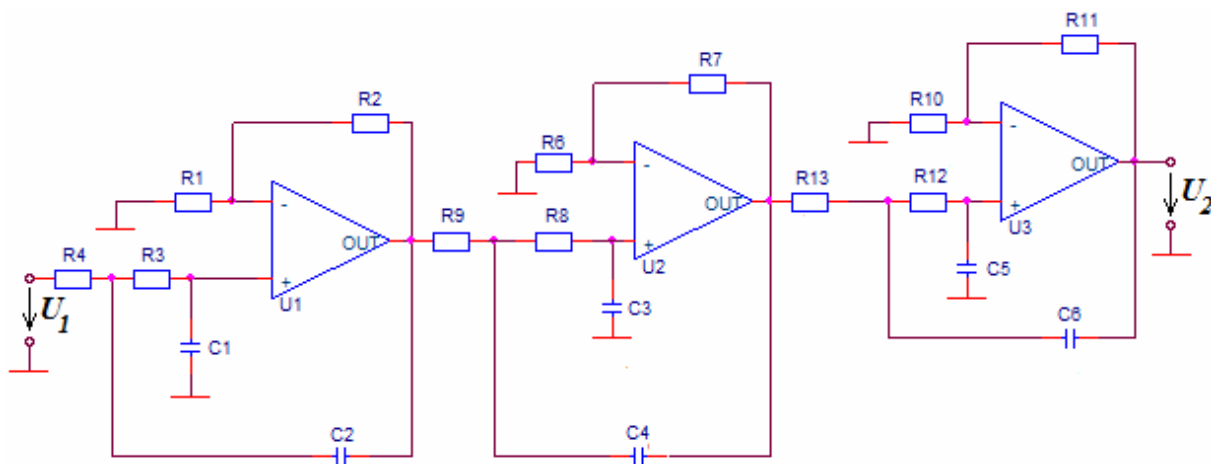
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (4.4)$$

Tvar polynomu 6.řádu:

$$(1 + 0,517p + p^2)(1 + 1,4142p + p^2)(1 + 1,9819p + p^2) \quad (4.5)$$

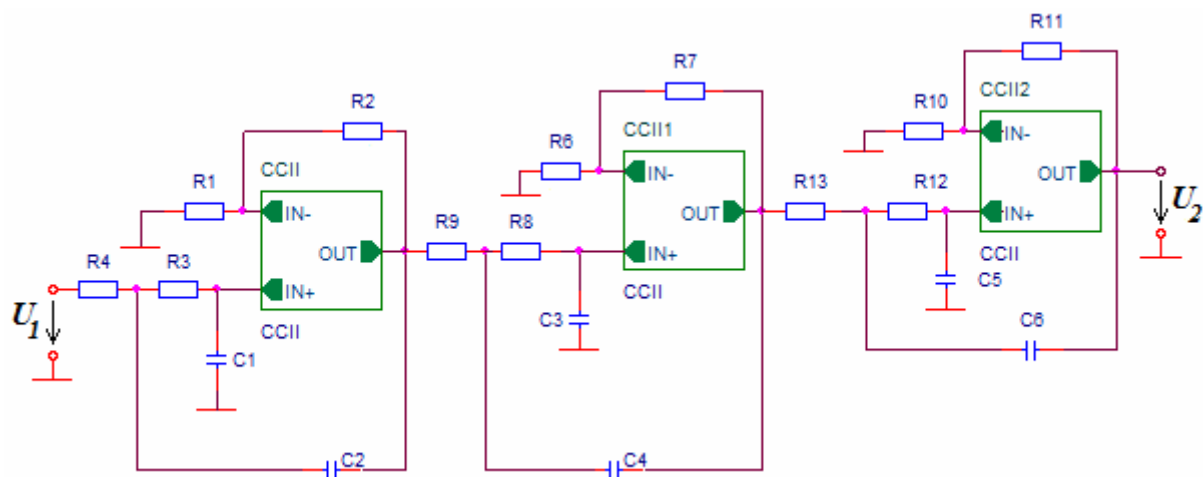
Poté se zvolí jeden z odporů, které ovlivňují zesílení a dopočítá se další z odporů. Takto se nastaví zesílení každého kaskádně řazeného filtru dolní propusti 2.řádu.

$$A_u = 3 - k = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.6)$$



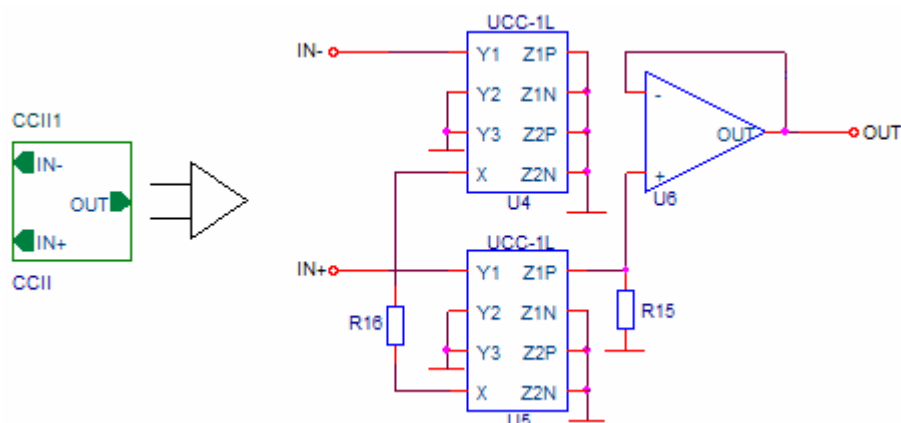
Obr. 30 Obvodové schéma filtru typu dolní propust 6.řádu s OZ

4.1.1.1 Realizace dolní propusti s náhradní funkční blokovou strukturou



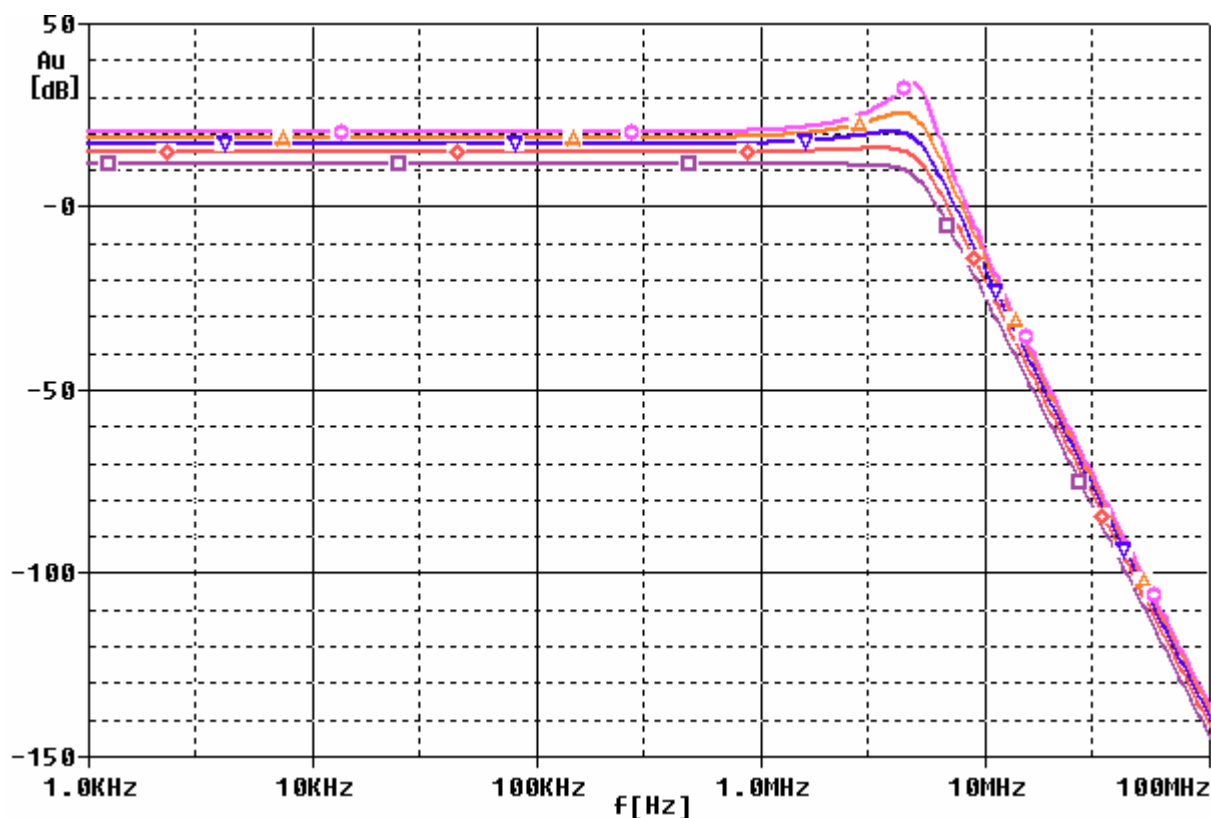
Obr. 31 Obvodové schéma filtru typu dolní propust 6.řádu s nahrazeným OZ

Struktura, která je dosazena na místo operačního zesilovače se skládá ze dvou univerzálních proudových konvektorů, které jsou zapojeny jako pozitivní proudový konvektor II. generace. Na této ukázce je potvrzeno tvrzení, že z univerzálních proudových konvektorů lze dosáhnout jakéhokoli proudového konvektorů různé generace. Struktura byla po vyjmutí operačního zesilovače vložena na jeho místo aniž by se obvod nadále upravoval. Potvrzená funkčnost, jak této struktury tak i využitého typu filtru, je doložena přiloženými grafickými průběhy. Napěťové vstupy univerzálních proudových konvektorů zde představují invertující a neinvertující vstupy a proudový výstup univerzálního proudového konvektoru U5 je označen jako výstup, který je přiveden na vstup napěťového sledovače. Na vstup tohoto sledovače je připojen proti zemi rezistor R15, který spolu s rezistorem R16 určují vlastní zesílení této struktury. Nepoužité svorky musí být uzemněny.

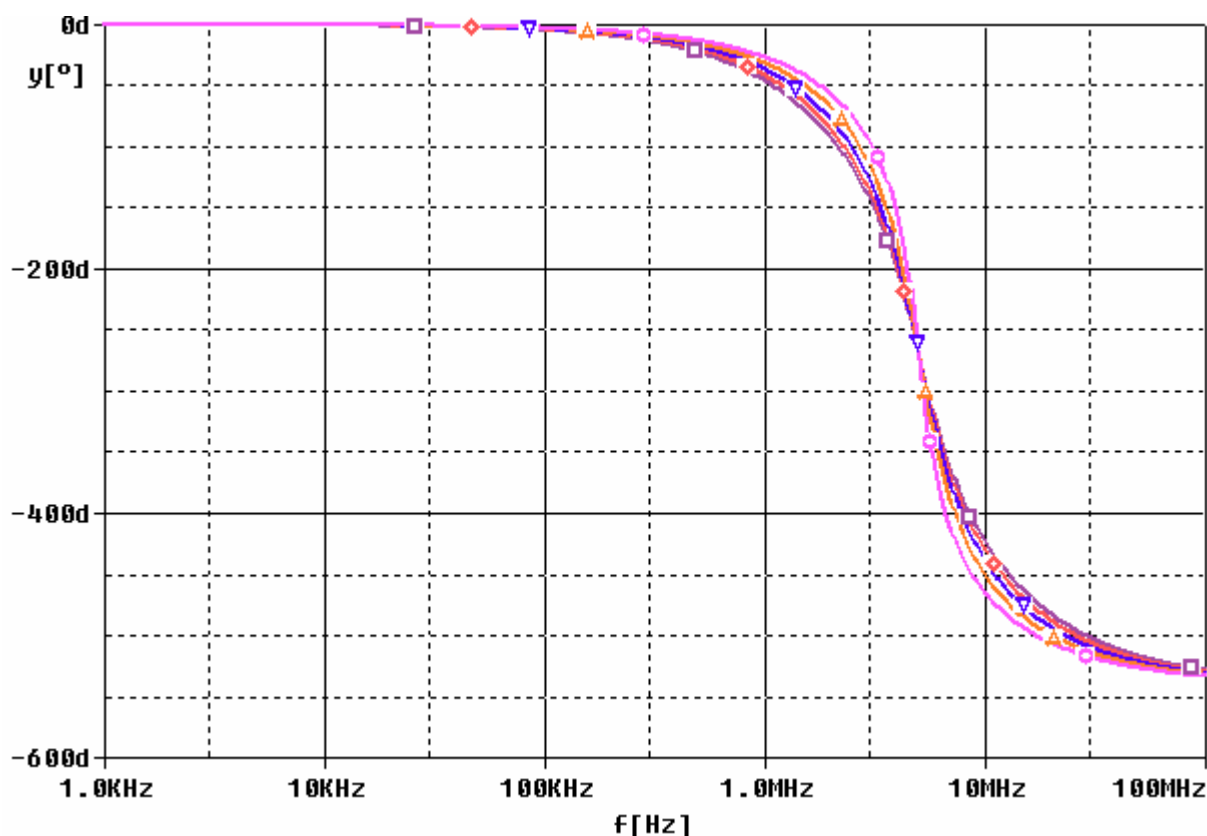


Obr. 32 Náhrada za operační zesilovač

Na uvedené amplitudové frekvenční charakteristice odpovídá mezní frekvence zvolené kritické frekvenci $f_c = 5\text{MHz}$, kde je pokles charakteristiky o -3dB . Z této charakteristiky lze také vyčíst, že po dosažení mezní frekvence $f_c = 5\text{MHz}$ amplitudová frekvenční charakteristika klesá se strmostí -120dB/dec což odpovídá polynomu 6.řádu. To také znamená, že vyšší frekvence od bodu zlomu jsou potlačovány. Z charakteristik lze také vypočítat to, jak se mění průběh se změnou zesílení. Z fázové charakteristiky lze vidět, že dochází k fázovému posuvu mezi vstupním a výstupním signálem. Se zvyšující se frekvencí také roste fázový posuv. Jde také vidět i to, že při každém zlomu amplitudové charakteristiky o -20dB/dec se fázový posuv zvýší o dalších -90° . Tyto poznatky, které jsou charakteristické pro tento daný typ filtru, odpovídají teoretickým předpokladům.



Obr. 33 Amplitudová frekvenční charakteristika dolní propusti 6.řádu ($f_c=5\text{MHz}$)



Obr. 34 Fázová frekvenční charakteristika dolní propusti 6.řádu ($f_c=5\text{MHz}$)

4.1.2 Filtr typu horní propust 4.řádu

Při návrhu filtru je využita Butterworthova aproximace, kde polynom 4.řádu, který je zde použit, je uveden níže. Postupuje se obdobně jako u dolní propusti akorát s tím rozdílem, že jsou zaměněny kondenzátory za rezistory a rezistory za kondenzátory. Navrhovaný filtr je zobrazen na obr.35, který je složen z kaskádně řazených filtrů horní propusti 2.řádu. Při návrhu bylo uvažováno zjednodušení $R_3 = R_4 = R_7 = R_8 = R$ a $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$.

Mezní frekvence byla zvolena $f_c = 1\text{MHz}$.

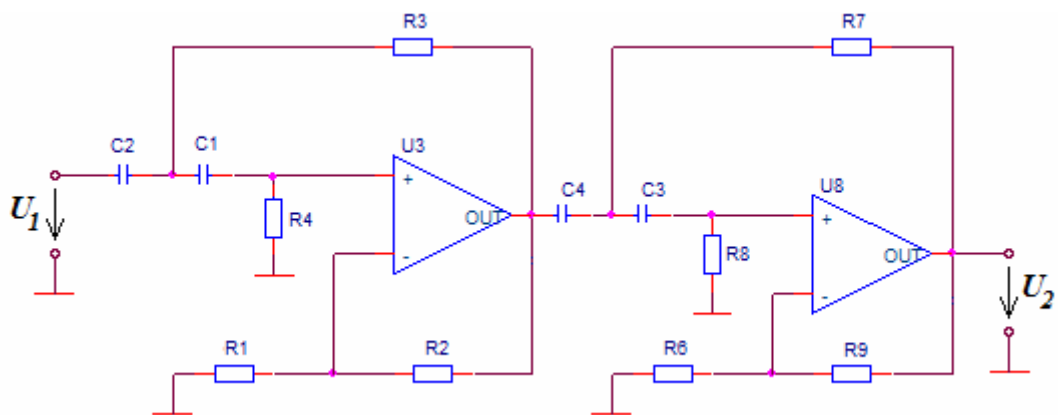
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (4.7)$$

Tvar polynomu 4.řádu:

$$(1 + 0,7654p + p^2)(1 + 1,8478p + p^2) \quad (4.8)$$

Poté se zvolí jeden z odporů, které ovlivňují zesílení a dopočítá se další z odporů. Takto se nastaví zesílení každého kaskádně řazeného filtru horní propusti 2.řádu.

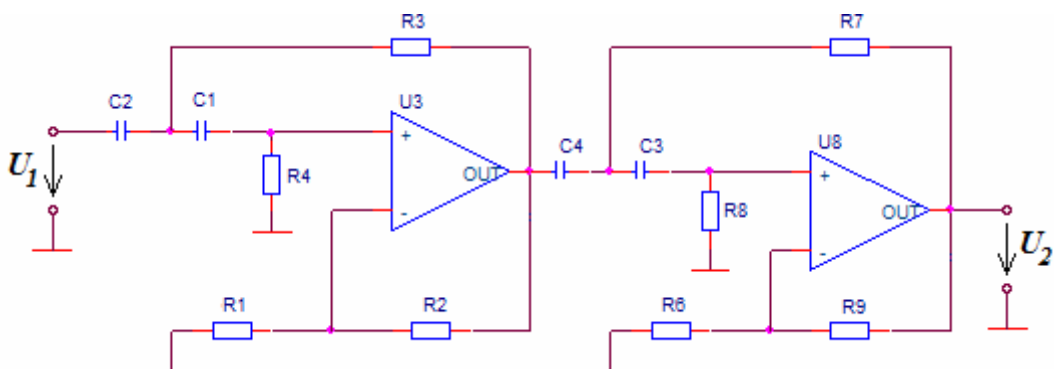
$$A_u = 3 - k = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.9)$$



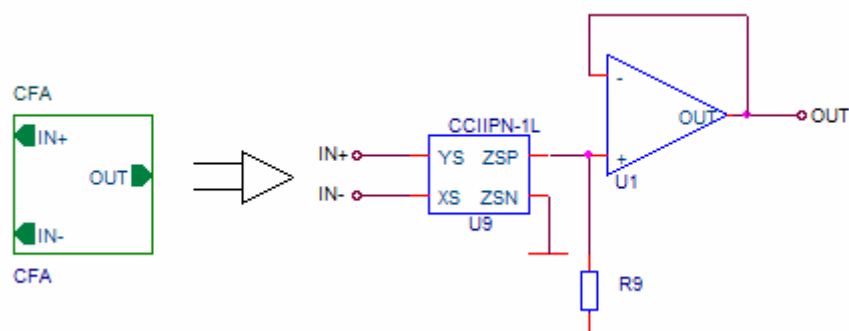
Obr. 35 Obvodové schéma filtru typu horní propust 4.řádu s OZ

4.1.2.1 Realizace horní propusti s náhradní funkční blokovou strukturou

Navržená horní propust zde využívá na místo operačního zesilovače transimpedanční zesilovač, složený z čtyřbranného proudového konveju druhé generace a napětového sledovače. Vstupní napětěová a proudová brána zde plní funkci invertujícího a neinvertujícího vstupu. Výstupem z tohoto prvku je svorka ZSP, která je rovněž vstupní branou napětového sledovače. Opět je zde na vstup napětového sledovače a proti zemi připojen rezistor R9, který udává vlastní zesílení této funkční struktury.



Obr. 36 Obvodové schéma filtru typu horní propust 4.řádu s nahrazeným OZ

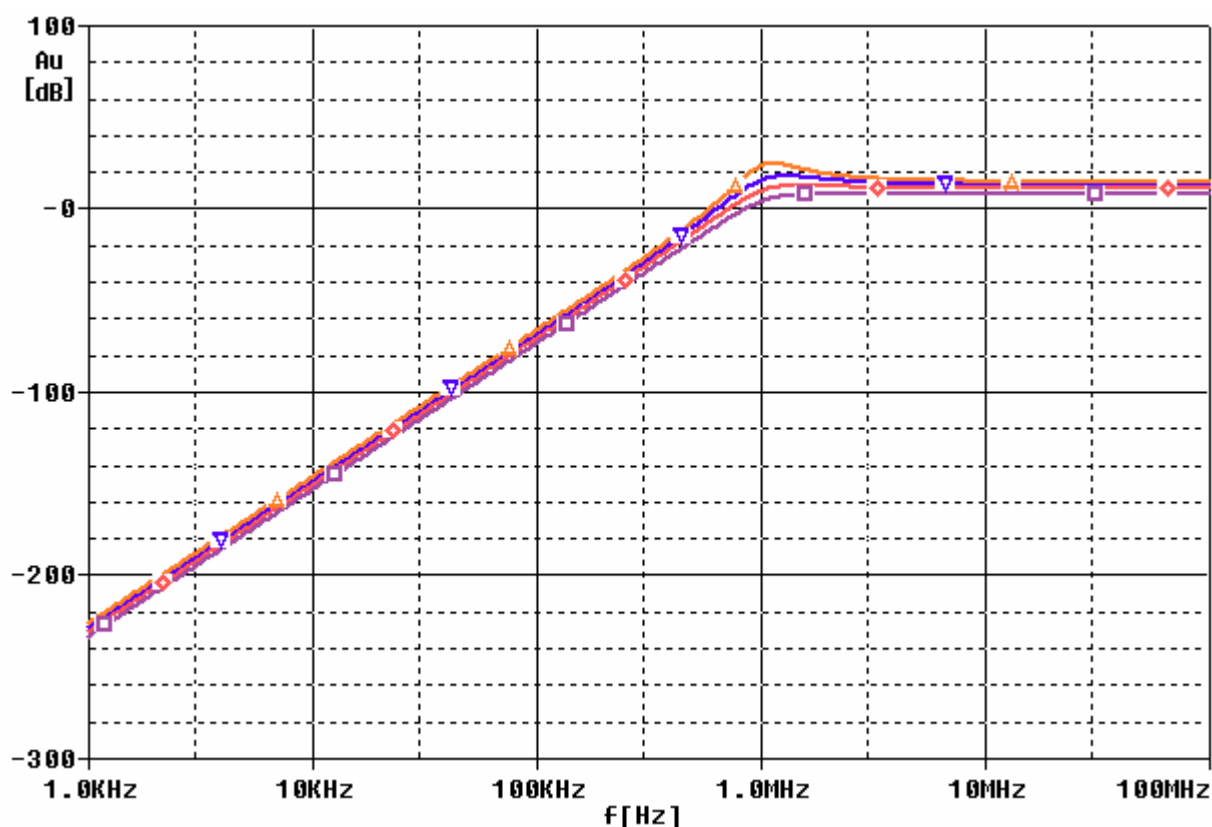


Obr. 37 Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (CFA)

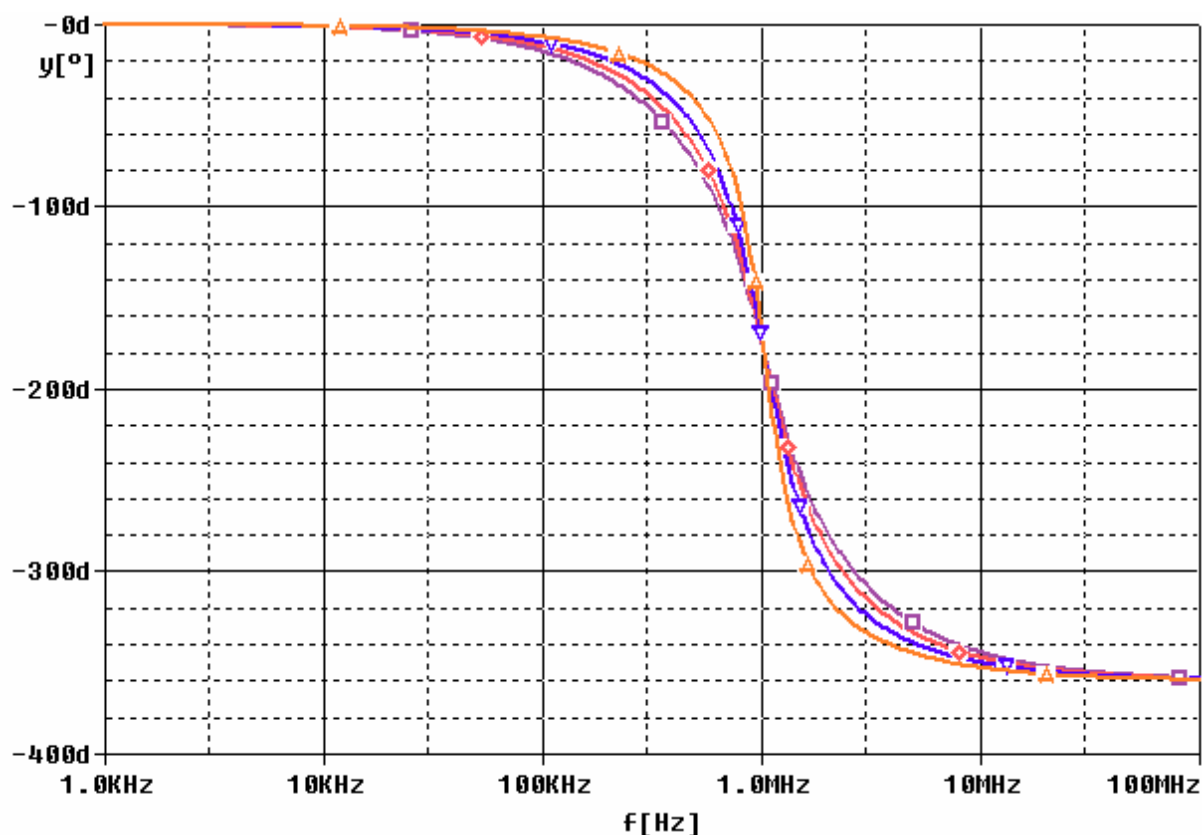
Dalším důležitým faktem v tomto obvodu je chybový člen, který je stejně důležitý jako člen βA (zisk zpětnovazební smyčky) [9]. Je určen poměrem $\frac{R_2}{R_9}$ (R_9 – vstupní odpor sledovače). Je potřeba, aby tento člen byl co nejmenší, ideálně nulový. Při simulacích vyšlo najevo, že odpor R_2 , který určuje zesílení filtru, je dobré nastavovat v řádech stovek ohmů z důvodů co nejmenší hodnoty chybového členu. Větší hodnota tohoto rezistoru vede, ke změně průběhu charakteristiky, konkrétně k posuvu mezní frekvence f_c . Rezistor R_1 nemá výrazný vliv na změnu mezní frekvence filtru. Je nutno podotknout, že transimpedanční zesilovače nemají rády kapacitní vazbu z výstupu na invertující vstup [9].

Z amplitudové (obr.38) i fázové (obr.39) charakteristiky si lze povšimnout, že mezní frekvence odpovídá zvolené frekvenci $f_c = 1\text{MHz}$, kde je pokles charakteristiky o -3dB. Po dosažení tohoto kritického bodu charakteristika klesá se strmostí -80dB/dec, což odpovídá filtru s polynomem 4.řádu. Pro nižší frekvence to znamená že jsou potlačovány. Z parametrických simulací si lze povšimnout, jak se mění průběh charakteristiky při změně zesílení.

Z fázové charakteristiky jde vidět, že zde dochází k fázovému posuvu mezi vstupním a výstupním signálem. Se zvyšující se frekvencí se fázový posuv zvětšuje. Jak u dolní propusti tak i tady se s každým zlomem o -20dB/dec zvětší fázový posuv o -90°. Vlastnosti, které jsou pro tento filtr typické jsou potvrzeny a shodují se s teoretickými předpoklady.

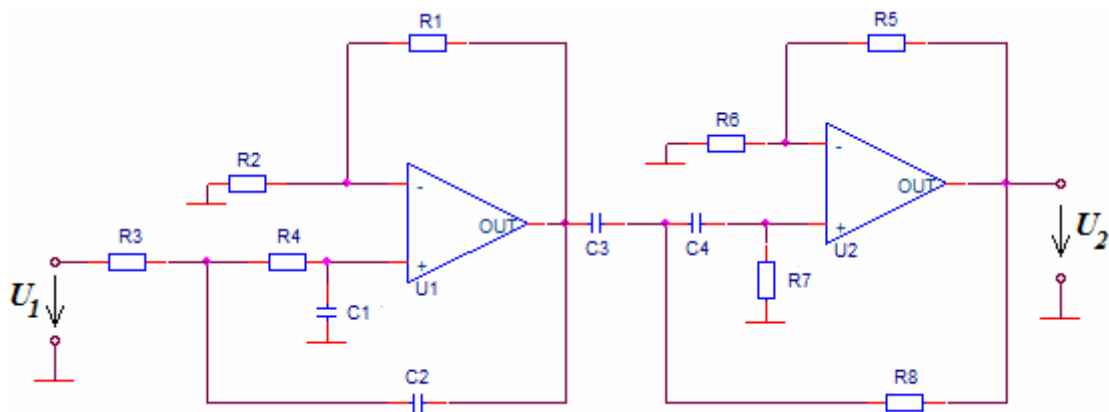


Obr. 38 Amplitudová frekvenční charakteristika horní propusti 4.řádu ($f_c = 1\text{MHz}$)



Obr. 39 Fázová frekvenční charakteristika horní propusti 4.řádu ($f_c = 1\text{MHz}$)

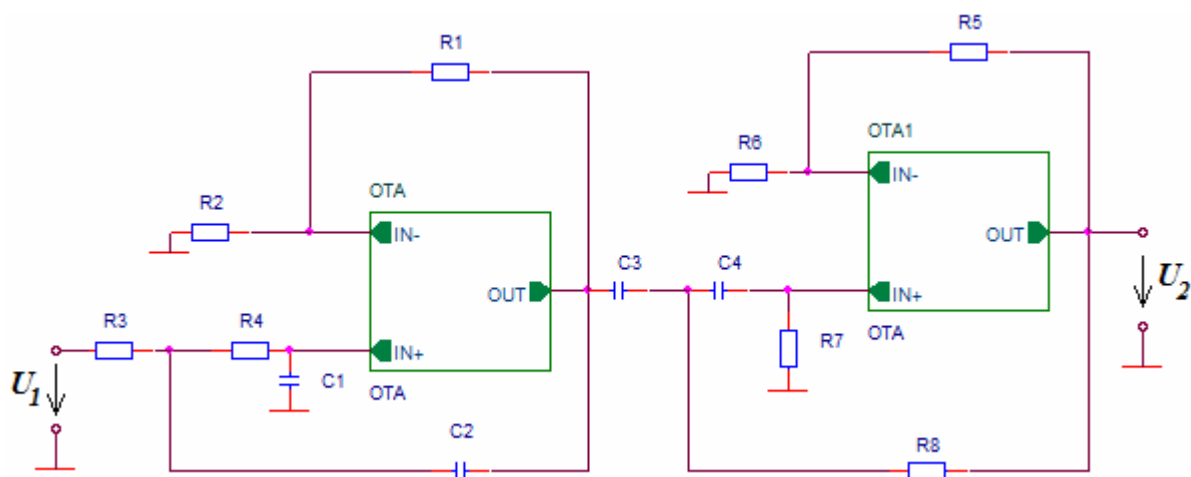
4.1.3 Filtr typu pásmová propust 4.řádu



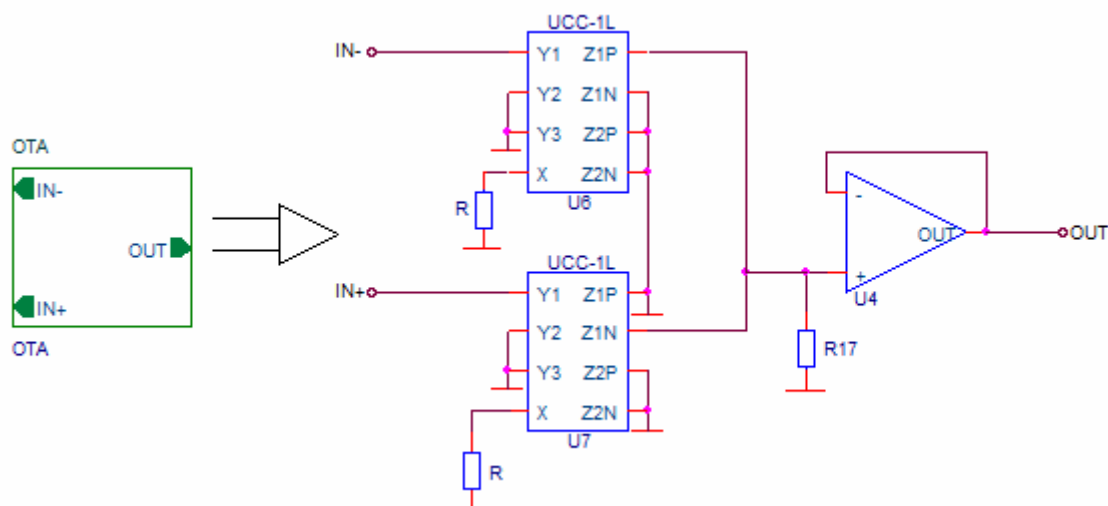
Obr. 40 Obvodové schéma filtru typu pásmová propust 4.řádu s OZ

Pásmová propust (obr.40) je filtr, který propouští frekvence jen určitého vymezeného rozsahu. Je složen z kaskádně řazených filtrů typu dolní propust a horní propust 2.řádu. Opět je zde využita Butterworthova aproximace. Konkrétní návrh se skládá z návrhů dolní a horní propusti s požadovaným poklesem. Při návrhu je důležité zachovat podmínku, která zaručuje funkčnost filtru a to, že mezní frekvence horní propusti musí být menší než mezní frekvence dolní propusti. Filtry, použité v pásmové propusti, se navzájem neovlivňují a proto je možné měnit jejich mezní frekvenci aniž by se ovlivnila mezní frekvence druhého filtru [15].

4.1.3.1 Realizace pásmové propusti s náhradní funkční blokovou strukturou

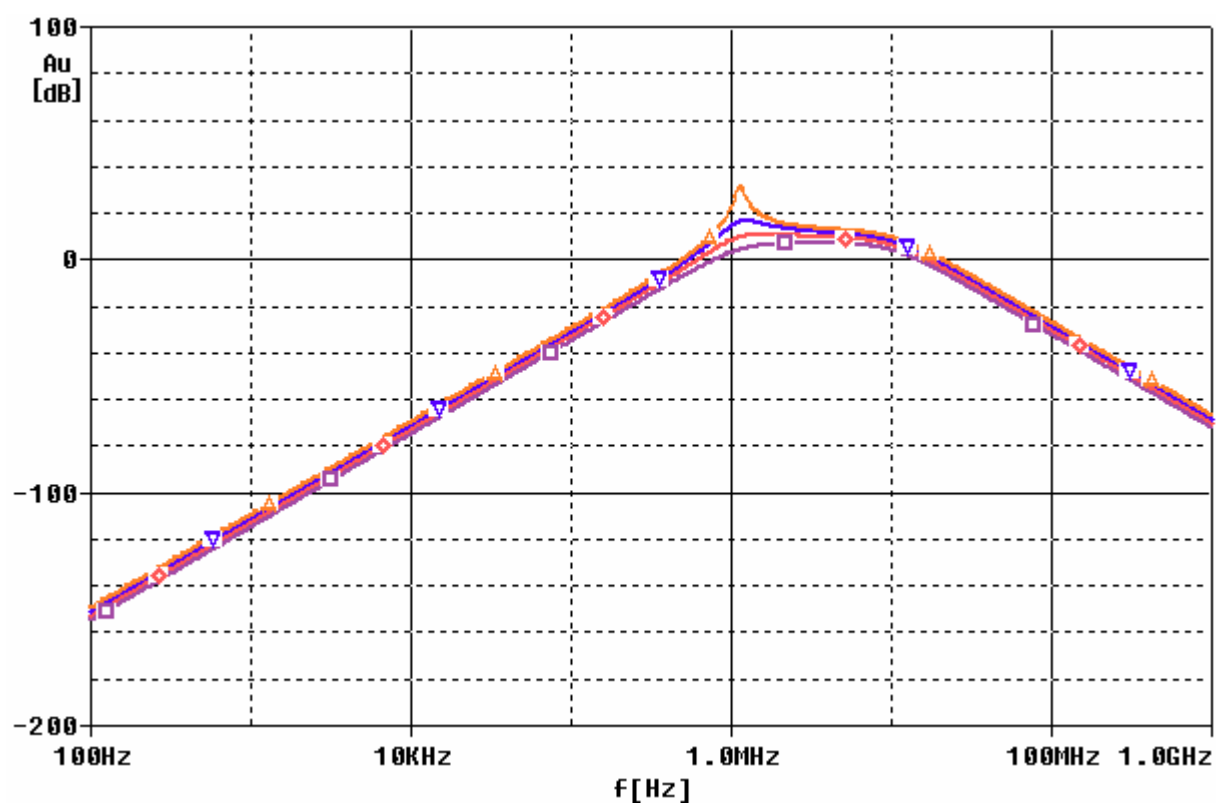


Obr. 41 Obvodové schéma filtru typu pásmová propust 4.řádu s nahrazeným OZ

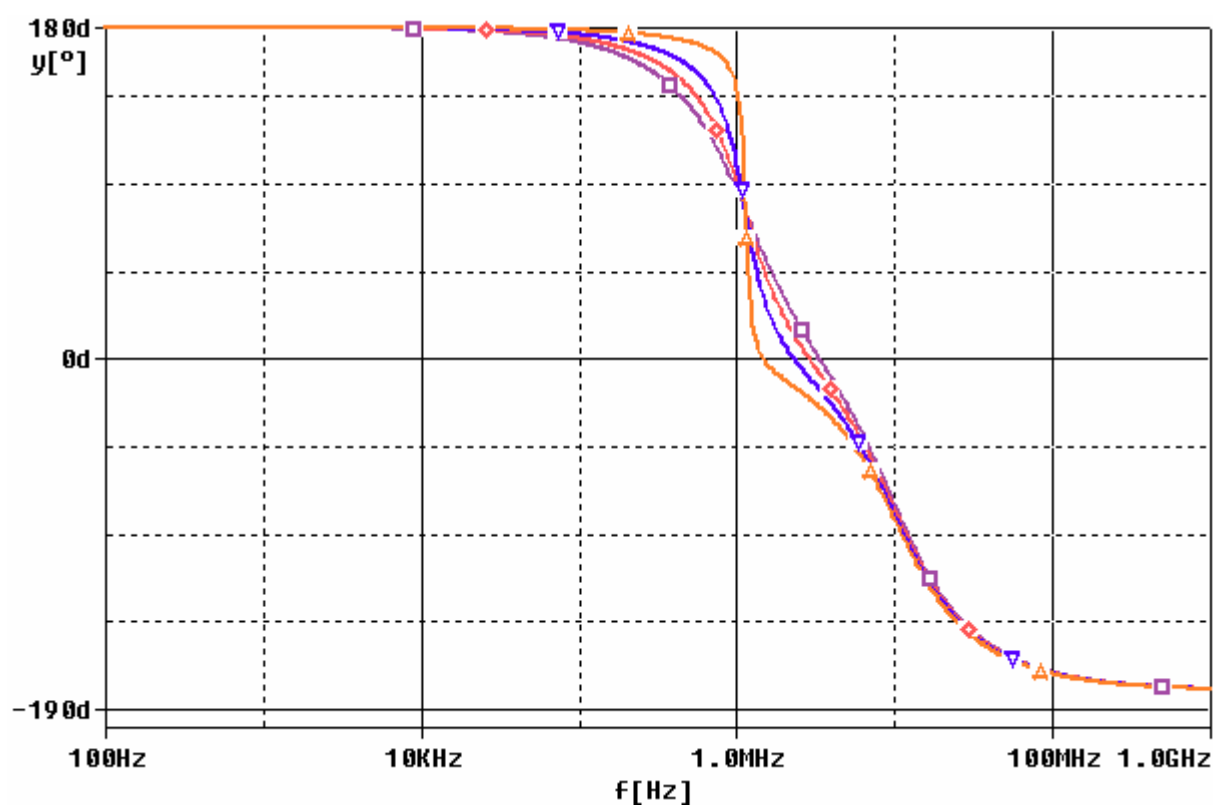


Obr. 42 Transkonduktanční zesilovač (OTA)

Je použita struktura OTA (obr.26), která zde nahrazuje napěťový operační zesilovač v neinvertující struktuře pásmové propusti. Obvod se kvůli novému aktivnímu prvku nijak zvlášť neupravoval. Je tvořen pozitivním a negativním proudovým konvejorem II.generace. Napěťová brána Y1 univerzálního konvejeoru U6 představuje ve struktuře invertující vstup. Y1 univerzálního konvejeoru U7 je zde označen jako neinvertující vstup. Jako výstup této struktury je zde vyznačena brána Z1P proudového konvejeoru U6 a brána Z1N univerzálního proudového konvejeoru U7. Nepoužité svorky jsou uzemněny. Rezistor R17 zde koriguje napěťový přenos struktury.



Obr. 43 Amplitudová frekvenční charakteristika pásmové propusti 4.řádu ($f_c = 1\text{MHz}, 10\text{MHz}$)



Obr. 44 Fázová frekvenční charakteristika pásmové propusti 4.řádu ($f_c = 1\text{MHz}, 10\text{MHz}$)

Z amplitudové charakteristiky (obr.43) lze vyčíst, že pásmová propust vymezuje pásmo frekvencí od 1MHz do 10MHz, čímž odpovídá zvoleným kritickým frekvencím, a kde pokles charakteristiky v těchto mezních frekvencích je -3dB. Po dosažení kritických frekvencí, klesá charakteristika se strmostí -40dB/dec, protože pásmová propust je složena ze dvou filtrů polynomu 2.řádu. Vlastnosti, které jsou pro tento filtr typické jsou potvrzeny a shodují se s teoretickými předpoklady.

4.2 Generátory

Generátory elektrických signálů jsou zařízení, která generují časově proměnné elektrické signály bez vnějšího buzení. Podle tvaru časového průběhu elektrického signálu se generátory dělí na generátory harmonických kmitů (oscilátory) a na funkční generátory, které generují trojúhelníkové, obdélníkové, pilovité signály nebo pulsy. Dále se generátory dělí do kategorie podle těchto kritérií [14,15]:

- opakovacího kmitočtu f a doby periody T
- stálosti (stability kmitočtu generovaného napětí)
- laditelnosti (změny kmitočtu)

a) generátory s konstantním kmitočtem

b) generátory s proměnným kmitočtem

Aby se obvod mohl vůbec rozkmitat, tak musí obsahovat jeden či více akumulacních prvků, které slouží ke shromažďování energie. Tato energie je do obvodu přiváděna v určitých taktech a v určitém množství tak, aby se vygenerované kmity trvale udržely na konstantní hodnotě. Proto je zde zařazen prvek, který automaticky řídí, v jakém časovém okamžiku se má přivést energie do oscilujícího obvodu. Tento prvek se zařazuje mezi zdroj elektrické energie a obvodem s akumulacními prvky [14].

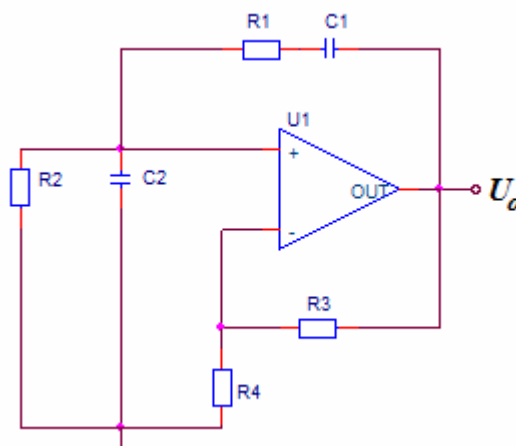
Z výše uvedeného vyplývá, že generátor (oscilátor) se skládá ze tří základních částí [14]:

- zdroj stejnosměrného napětí
- prvek se zpětnou vazbou, regulující přiváděnou energii
- kmitavý obvod s akumulacními prvky

4.2.1 Wienův oscilátor

Wienův oscilátor je řazen do kategorie RC oscilátorů. Je to zapojení, které je tvořeno sérioparalelní kombinací odporů a kondenzátorů, které nejčastěji utvářejí pásmovou propust. Tyto oscilátory jsou definovány oscilační frekvencí f_G . Na oscilační frekvenci f_G je jeho napěťový přenos největší a je roven $A_W(f_G) = A_{W \max} = \frac{1}{3}$. Ve Wienově oscilátoru, na obr.45, se uzavírají dvě zpětné

vazby - kladná zpětná vazba, která právě osciluje na kmitočtu f_G a záporná zpětná vazba, která definuje zesílení tohoto obvodu, a která je zapojena jako neinvertující zapojení funkční blokové struktury. Zesílení je frekvenčně nezávislé v širokém rozsahu frekvencí. Zesílení je určeno rezistory R_3 a R_4 [15].



Obr. 45 Obvodové schéma Wienova oscilátoru s OZ

Zesílení neinvertujícího zapojení je dáno vztahem

$$A_u = 1 + \frac{R3}{R4} \quad (4.10)$$

Aby obvod správně fungoval tak musí být splněna fázová a amplitudová podmínka oscilací. Aby byla fázová podmínka splněna, tak musí být fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětím Wienova členu [15]

$$\varphi_u = \varphi_\beta = 0^\circ (360^\circ). \quad (4.11)$$

Obvod osciluje na oscilační frekvenci

$$f_G = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (4.12)$$

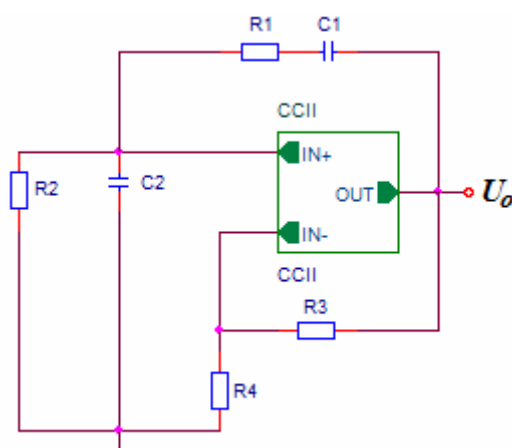
Pro spolehlivé rozkmitání oscilátoru, které nastává při kmitočtu f_G , se musí splnit ještě amplitudová podmínka oscilací. Což znamená, že celkový napěťový přenos oscilátoru musí být roven třem a nebo větší jak tři.

$$A_W(f_G)A_u = 1 \quad (4.13)$$

$$\frac{1}{3} \left(1 + \frac{R3}{R4} \right) = 1 \quad (4.14)$$

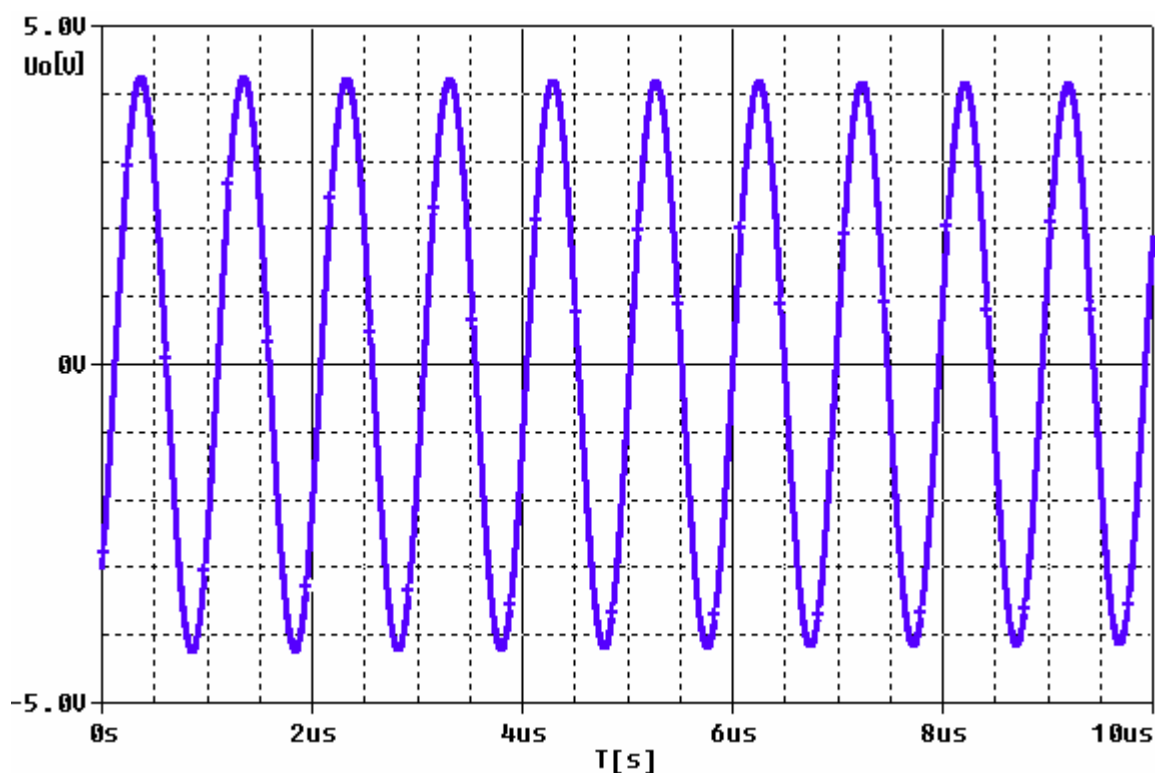
Aby výstupní napětí Wienova oscilátoru bylo nezkreslené a harmonické tak musí oscilátor obsahovat obvod, který stabilizuje amplitudu výstupního napětí. Nejčastěji se využívá změny odporu R4 za napěťově řízený rezistor, který bude měnit svůj odpor v závislosti na amplitudě výstupního napětí. Pokud se zvýší amplituda výstupního napětí, tak se také zvýší odpor napěťového řízeného rezistoru. Díky tomu se zmenší zesílení a tím se také zmenší amplituda výstupního napětí Wienova oscilátoru [15].

4.2.1.1 Realizace Wienova oscilátoru s náhradní funkční blokovou strukturou



Obr. 46 Obvodové schéma Wienova oscilátoru s nahrazeným OZ

V tomto zapojení je opět použita funkční bloková struktura (obr.24), která nahrazuje klasický operační zesilovač. Jeví se zatím jako nejspolehlivější, nejstabilnější struktura. Oscilační frekvence byla zvolena na $f_G = 1\text{MHz}$. Je uvažováno, že $R1 = R2 = R$ a $C1 = C2 = C$. I zde byl nejprve volen kondenzátor, protože dopočítaný rezistor, který je poté vybrán k nejbližší možné hodnotě z řady E24, jde snáze dohledat než kondenzátor.

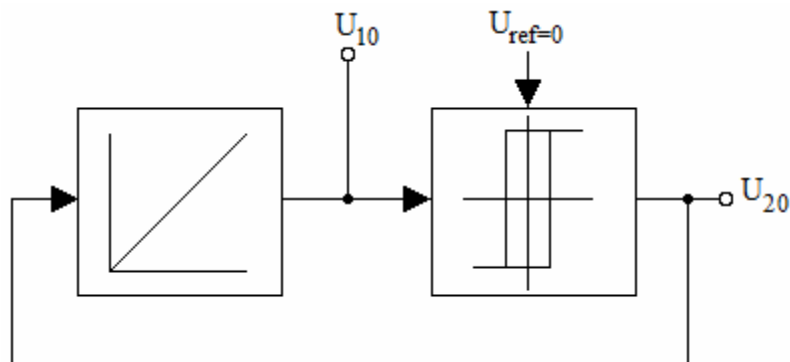


Obr. 47 Časový průběh Wienova oscilátoru ($f_G = 1\text{MHz}$)

Na obr.47 je graf, který zobrazuje vygenerovaný periodický signál, který osciluje na frekvenci $f_G = 1\text{MHz}$. Největší problém u tohoto zapojení, je přesné nastavení zesílení, aby se obvod rozkmital. Proto je zesílení nastaveno tak, že lehce přesahuje hodnotu tři. Aby se amplituda oscilací stále nesnižovala (nezvyšovala) a byla stabilizovaná, tak se místo rezistoru R3 používá řídicí obvod, který reguluje výkyvy amplitudy napětí.

4.2.2 Funkční generátor s konstantní frekvencí

Integrátor a komparátor s hystezí jsou základními bloky funkčního generátoru s konstantní frekvencí, který generuje obdélníkové a trojúhelníkové napětí [19].



Obr. 48 Blokové schéma funkčního generátoru s konstantní frekvencí

Trojúhelníkové napětí je vytvářeno invertujícím integrátorem, na jehož vstup je přiváděno střídavě kladné a záporné napětí. Tzn., že trojúhelníkové napětí se získá integrováním obdélníkového napětí. Princip funkce spočívá v tom, že po zapnutí se komparátor nachází v saturačním napětí jedné nebo druhé polarity. Toto napětí se přenese na kondenzátor ve zpětné vazbě a na vstup integrátoru. Ten začne integrovat do doby, než dosáhne rozhodovací úrovně komparátoru. Komparátor se překlápí a změněné napětí způsobí, že integrátor začíná integrovat opačným směrem. Celý tento děj se pak opakuje.

Pro komparátor platí rovnice:

$$U_N = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_1 + \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_2 \quad (4.15)$$

Ke změně výstupního napětí komparátoru dochází při splnění podmínky:

$$U_I = U_N \quad U_1 = -\frac{R_3}{R_4} U_2 \quad (4.16)$$

Z komparační podmínky lze napsat:

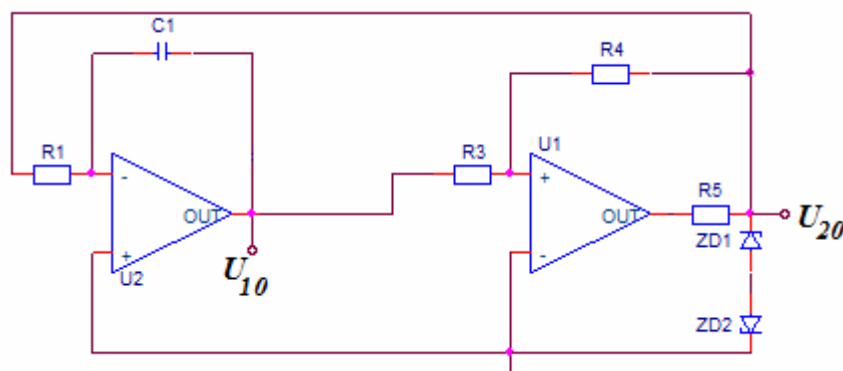
$$U_1 = \frac{R_3}{R_4} U_2 \quad (4.17)$$

Pro periodu a frekvenci výstupních napětí platí rovnice:

$$T = 4R_1C \left(\frac{R_3}{R_4} \right) \quad f_G = \frac{1}{T} = \frac{1}{4R_1C} \frac{R_4}{R_3} \quad (4.18)$$

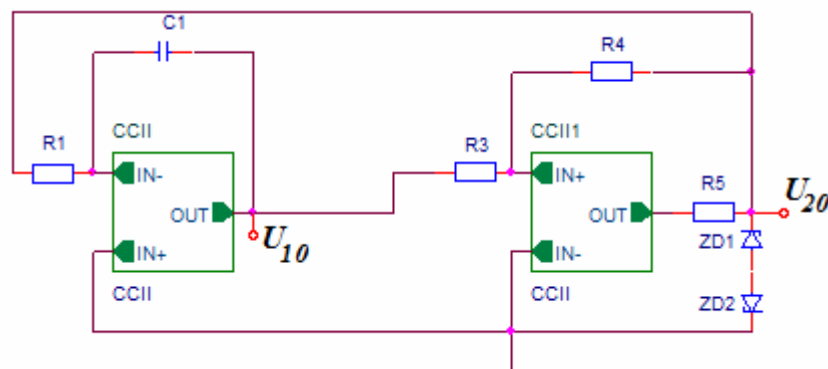
Dodržením velikosti Zenerových napětí U_Z a propustného napětí U_{FZ} zenerových diod, jenž omezují výstupní napětí komparátoru na [15]:

$$\pm U_{20} = \pm(U_Z + U_{FZ}) \quad (4.19)$$



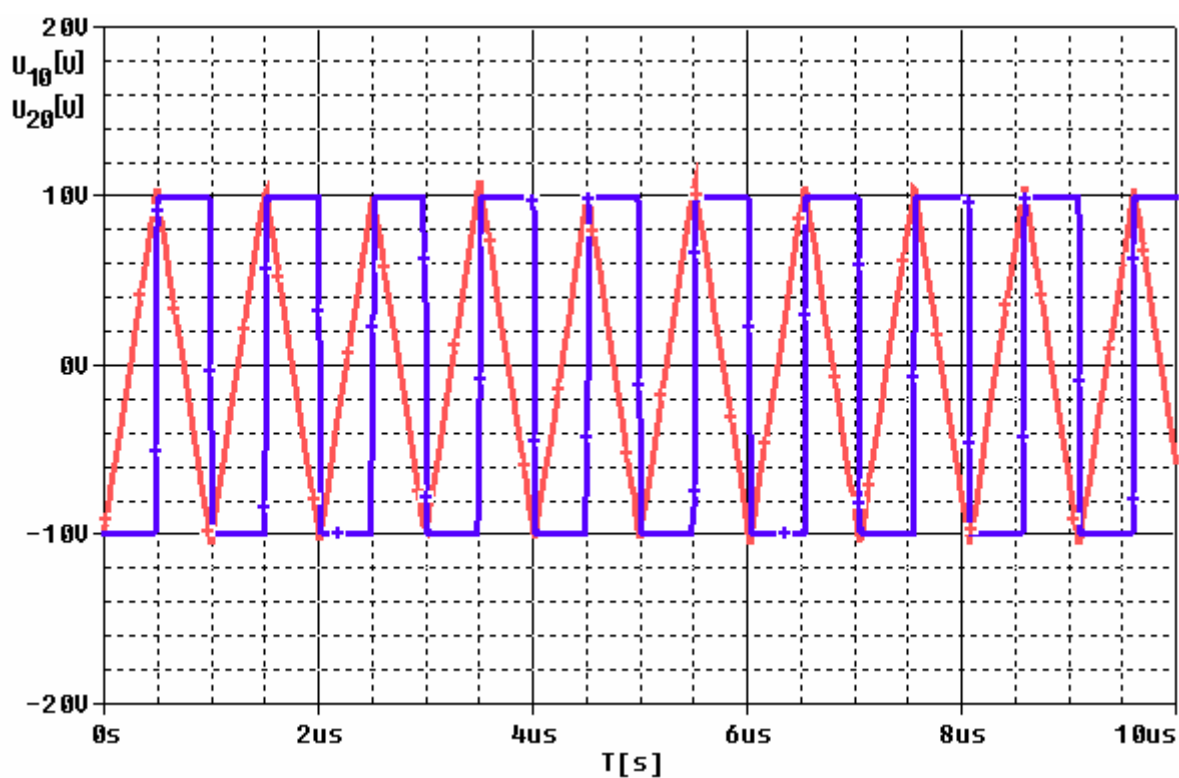
Obr. 49 Obvodové schéma funkčního generátoru s konstantní frekvencí

4.2.2.1 Funkční generátor s náhradní funkční blokovou strukturou

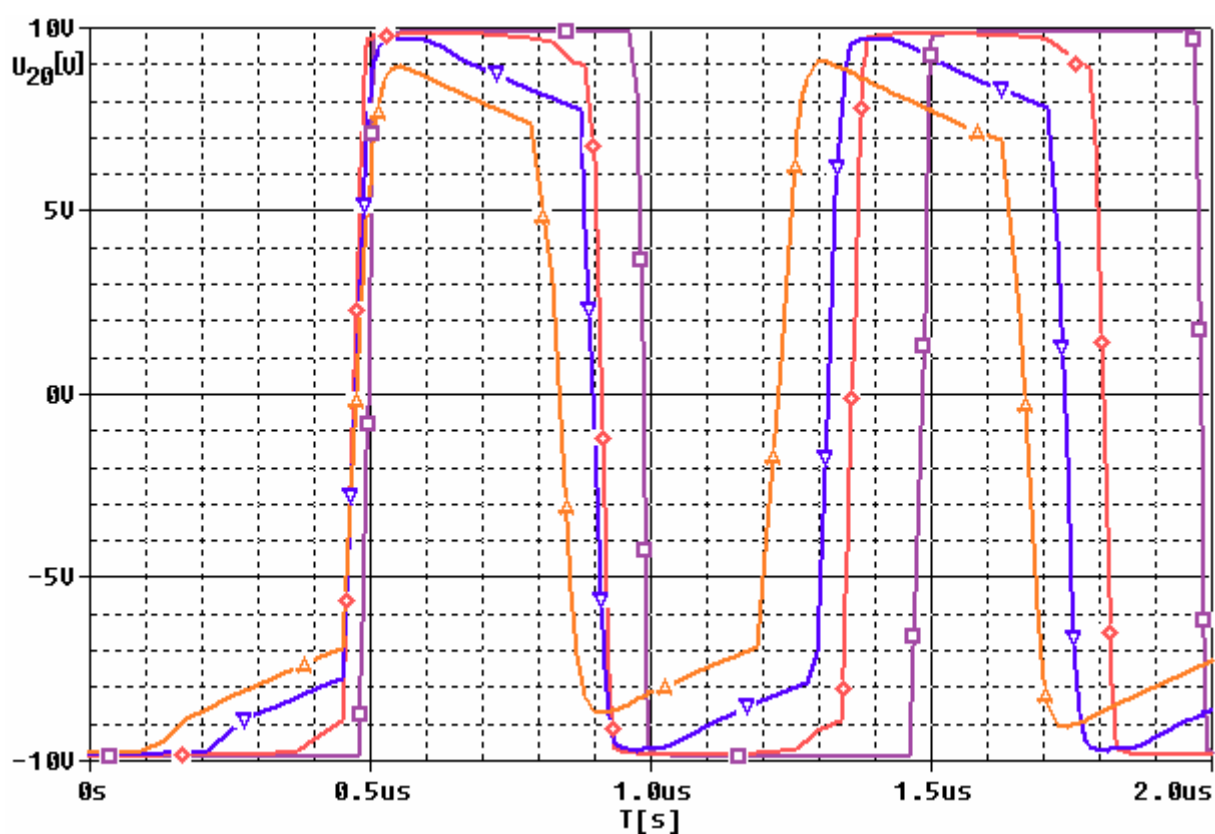


Obr. 50 Obvodové schéma funkčního generátoru s konstantní frekvencí s nahrazeným OZ

Je využívána struktura (obr.24) nahrazující napěťový operační zesilovač v invertujícím integrátoru a komparátoru s hystezí. Frekvence $f_G = 1\text{MHz}$, na které generuje periodický trojúhelníkový a obdélníkový signál, je nastavena pomocí právě invertujícího integrátoru. Při známé frekvenci, zvoleném kondenzátoru a zvolených napětích obdélníkového a trojúhelníkového signálu je možno spočítat časovou konstantu $T = R_1C_1$, s kterou integrátor integruje. Důležité je vhodné zvolení Zenerových diod, které musí splňovat $\pm U_{20} = \pm (U_Z + U_{FZ})$ a které zajišťují funkci omezovače výstupního napětí komparátoru. Aby generátor bezpečně fungoval, tak rezistor R5 se musí volit vždy nižší než jaký je spočítán [22].



Obr. 51 Časové průběhy funkčního generátoru s konstantní frekvencí ($f_G = 1\text{MHz}$)



Obr. 52 Výstupní napětí komparátoru při změně rezistoru R_5

Z komparační podmínky

$$\frac{U_{10}}{U_{20}} = \frac{R_3}{R_4}, \text{ zvolením } R_4 \text{ lze dopočíst } R_3$$

Z rovnice (pro výpočet periody)

$$T = 4R_1C \left(\frac{R_3}{R_4} \right) \Rightarrow R_1C = \frac{T}{4} \frac{R_4}{R_3}$$

Zvolením vhodného kondenzátoru lze dopočíst R_1 .

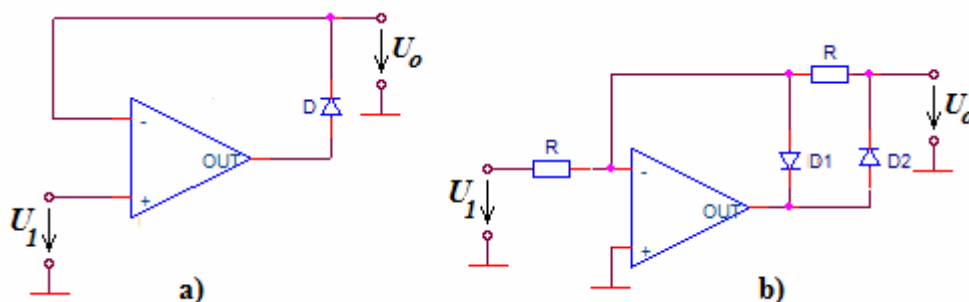
Rezistor R_5 , který je důležitý pro funkci funkčního generátoru s konstantní frekvencí je odvozen podle proudu použitých Zenerových diod, proudem, který protéká rezistorem R_1 a výstupním proudem z komparátoru [22]:

$$R_5 = \frac{U_{R5}}{I_{R5}} = \frac{U_{SAT} - U_{20}}{I_{ZD} + \frac{U_{20}}{R_1} + I_2} \quad (4.20)$$

Z obr.51 je zobrazena funkce funkčního generátoru s konstantní frekvencí, kdy při změnách rozhodovacích úrovní komparátoru, integrátor integruje buď do kladných hodnot a nebo do záporných hodnot. Nejdůležitějším aspektem k bezpečné funkci generátoru je dodržení velikosti napětí ze vztahu 4.19 a také dodržení nastavení rezistoru R_5 . Na obr.52 je vidět jak se chová generátor při vyšších změnách tohoto rezistoru. Vždy se musí volit nižší než jaký je vypočítán.

4.3 Operační usměrňovače

Operační usměrňovače jsou používány k signálovému usměrnění. Někdy je zapotřebí usměrnit napětí, která jsou menší než prahová napětí např. u křemíkových diod, které bývá cca 0,5V. Proto jsou operační usměrňovače využívány. Na obr.53 lze vidět neinvertující a invertující zapojení jednocestných operačních usměrňovačů [15].

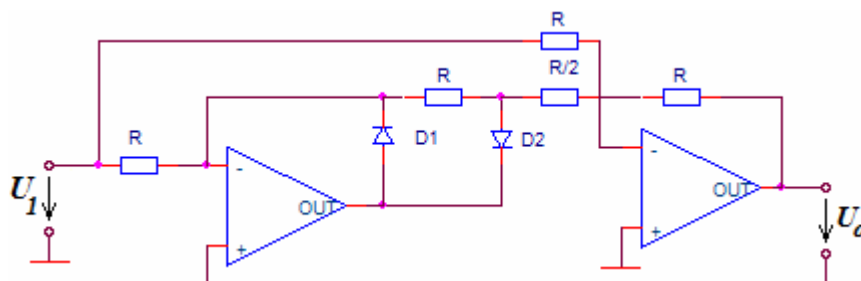


Obr. 53 Zapojení jednocestných usměrňovačů: a) neinvertující, b) invertující

Neinvertující zapojení jednocestného usměrňovače (obr.53a) jehož chování lze považovat jako ideální dioda. Pokud je na neinvertujícím vstupu kladné napětí $U_1 > 0$, tak je dioda D pólována propustně, zpětná vazba je uzavřena, výstupní napětí opisuje vstupní napětí. Pokud je na neinvertujícím

vstupu záporné napětí $U_I < 0$, tak je dioda D uzavřena, zpětná vazba je rozpojena a na výstupu je nulové napětí [15].

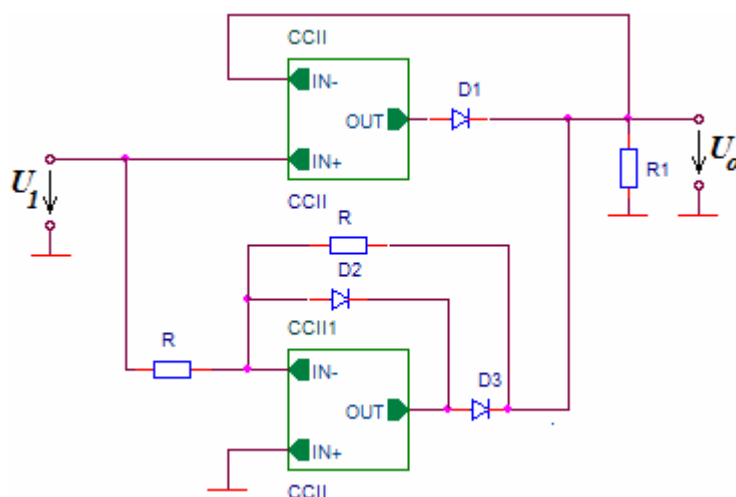
Pokud bude na invertujícím vstupu u invertujícího zapojení jednocestného usměrňovače (obr.53b) kladné vstupní napětí $U_I > 0$, tak dioda D1 bude pólována propustným směrem a dioda D2 závěrným směrem. Výstupní napětí bude nulové. Při záporném vstupním napětí na invertujícím vstupu bude vést dioda D2 a dioda D1 bude uzavřena. Výstupní napětí se bude rovnat vstupnímu napětí [15].



Obr. 54 Zapojení dvoucestného operačního usměrňovače

Na obr.54 je zobrazeno zapojení dvoucestného operačního usměrňovače, nebo taky nazývané člen absolutní hodnoty, které lze také získat paralelním zapojením výše zmiňovaných jednocestných operačních usměrňovačů. Pokud je přiváděno na vstup kladné napětí $U_I > 0$ (vede dioda D2, dioda D1 je uzavřena), tak je na výstupu jednocestného operačního usměrňovače záporné napětí a na výstupu součtového zesilovače je kladné napětí $U_o = U_I$. V případě záporného napětí na vstupu $U_I < 0$ (vede dioda D1, dioda D2 je uzavřena), tak je na výstupu jednocestného operačního usměrňovače nulové napětí a na výstupu součtového zesilovače je kladné napětí. Aby byla dosažena přesnost při velice malých vstupních napětích (řádově jednotky až desítky milivoltů), tak musí být vykompenzována napěťová nesymetrie vstupů operačních zesilovačů. Pro bezchybné fungování operačních usměrňovačů musí být použity rychlé diody [15].

4.3.1 Dvoucestný operační usměrňovač s náhradní funkční blokovou strukturou



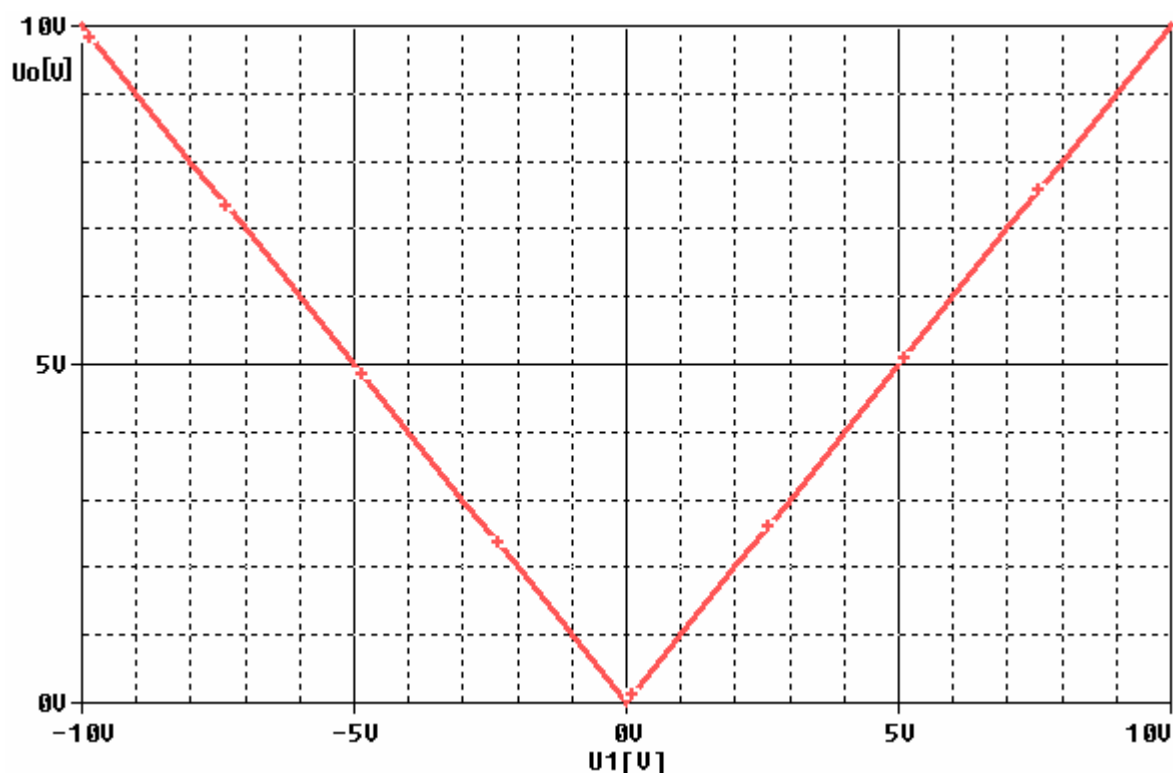
Obr. 55 Obvodové schéma dvoucestného operačního usměrňovače s nahrazeným OZ

Paralelním zapojením jednocestných usměrňovačů (obr.53) bylo docíleno zapojení dvoucestného operačního usměrňovače. Na místo operačních zesilovačů byla zde použita funkční

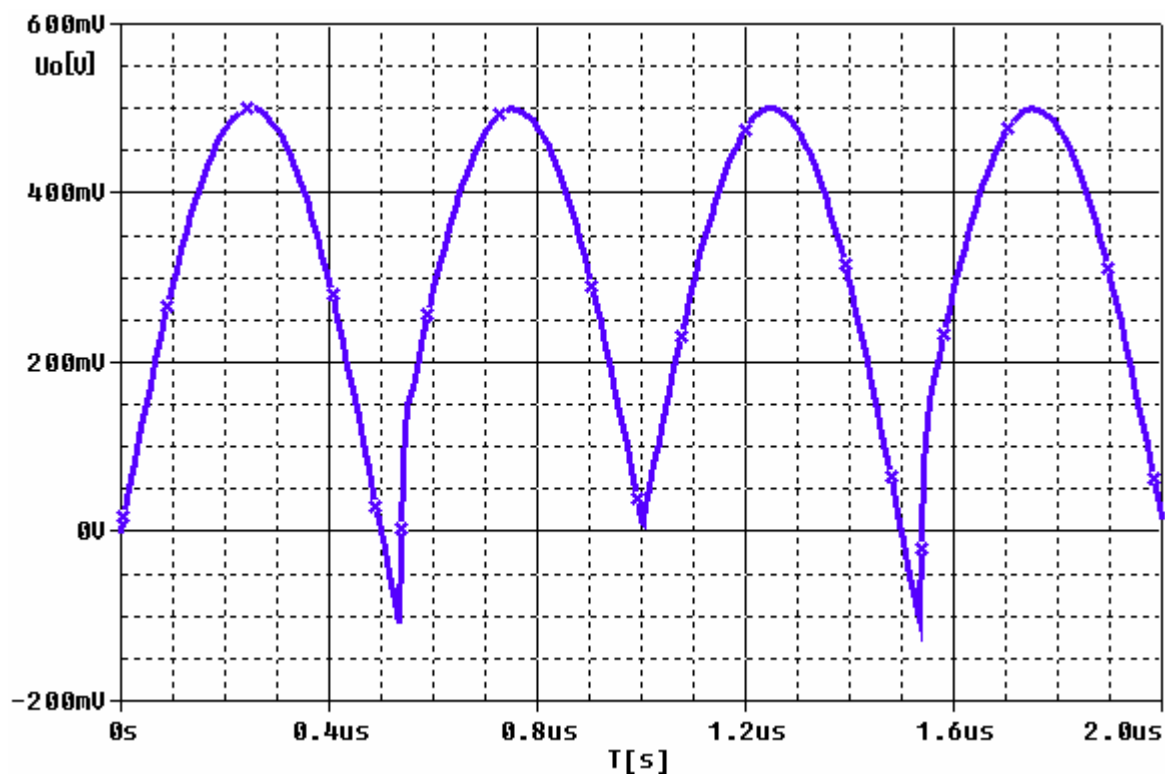
struktura (obr.24), která zaručuje ekvivalentní vlastnosti jako klasický napěťový operační zesilovač. Do obvodu byla struktura vložena bez jakýchkoliv dalších úprav zapojení. Operační usměrňovač je dvoucestný (absolutní člen), což by ve výsledku mělo usměrňovat obě půlvlny vstupního signálu. Na obr.46 jsou zobrazeny dvě periody nasimulovaného časového průběhu dvoucestného operačního usměrňovače, který je generován o frekvenci $f = 1\text{MHz}$.

Na obr.56 je potvrzeno tvrzení, že tento operační usměrňovač je dvoucestný. Při kladném vstupním napětí je na výstupu taky kladné napětí. Při opačné situaci, kdy na vstupu je záporné napětí, je na výstupu kladné napětí. Toto napětí pokračuje až do saturace použitého aktivního prvku.

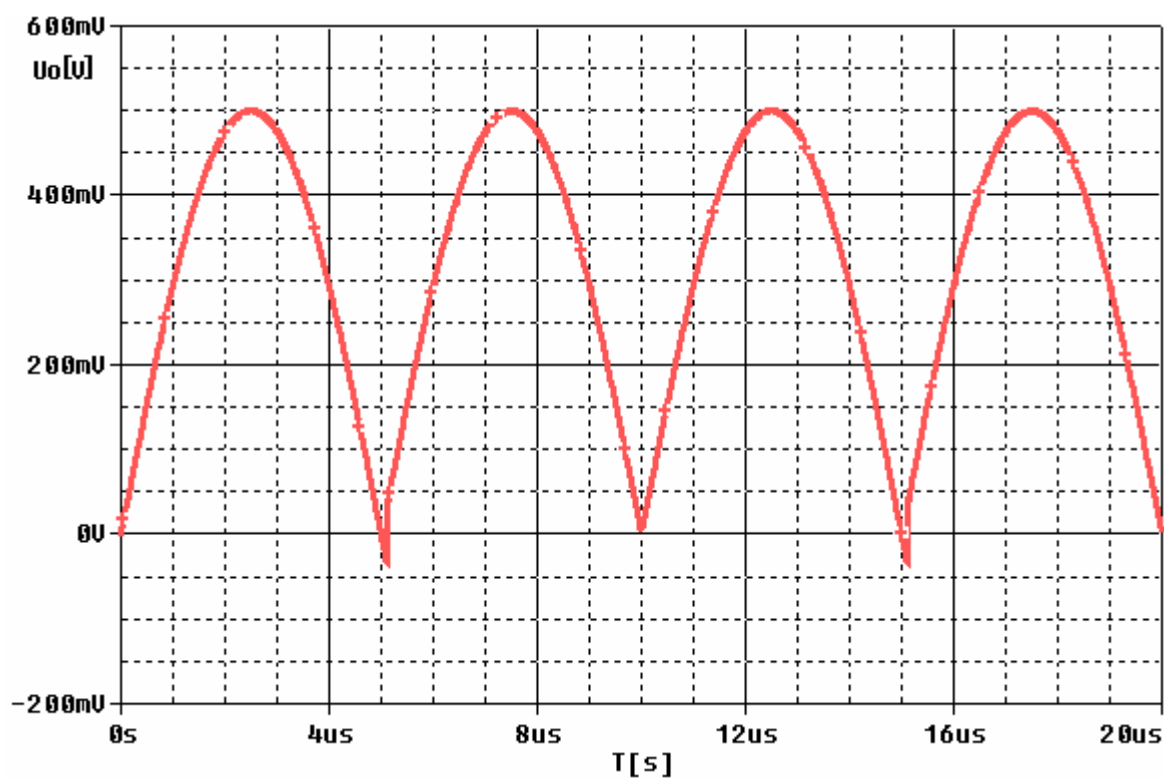
Operační usměrňovače jsou frekvenčně závislé. Tuto závislost si lze povšimnout právě z obr.57 a obr.58. Při zvyšování frekvence se zvyšuje i „špička“, která jde do záporných hodnot. Tato tzv. špička je nahromaděný náboj, který se musí odčerpát, aby dioda mohla obnovit své původní provozní vlastnosti. Právě při vyšších frekvencích je to obtížnější, protože dioda se musí stihnout zotavit za kratší dobu.



Obr. 56 Převodní statická charakteristika dvoucestného operačního usměrňovače



Obr. 57 Časový průběh dvoucestného operačního usměrňovače ($f = 1\text{MHz}$)



Obr. 58 Časový průběh dvoucestného operačního usměrňovače ($f = 100\text{kHz}$)

5 Závěr

Úkolem diplomové práce byl rozbor možnosti náhrady operačního zesilovače moderními elektronickými prvky a jejich následné zakomponování do vybraných typů elektronických obvodů. Pomocí programu OrCad PSpice jsem měl vytvořit simulační modely elektronických obvodů, které jsou rozebrány výše, a zobrazit jejich grafické výstupy již s novými aktivními prvky.

Nejdříve jsem se zabýval teoretickým rozбором aktivních prvků, který je zaměřen na jejich chování, vlastnosti, popis. Nejvíce sem se zaměřil na proudový konvektor, protože v této práci má podstatný význam, obzvláště pak II.generace tohoto prvku. Díky němu, jakožto univerzální stavební prvek, jsem realizoval všechny aktivní prvky, které v práci využívám. Největší nevýhodou proudového konvektoru je právě to, že se nezačal sériově vyrábět. Jediným komerčně dostupným proudovým konvektorem je pozitivní proudový konvektor II.generace (CCII+) a to ještě v té podobě, že je součástí některých integrovaných obvodů např. AD844, OPA860, OPA623 atd. V simulacích jsem využil i model univerzálního proudového konvektoru (UCC) pro zrealizování proudového konvektoru II.generace, čímž sem chtěl ukázat, že pomocí tohoto prvku lze vytvořit kterýkoliv proudový konvektor. Co se týká oblasti aktivních prvků, tak jsou neustále vyvíjeny nově struktury i když třeba jen zatím v teoretické rovině a na bázi simulací.

Poté je práce zaměřena na samotné zrealizování řízených funkčních struktur, kdy jsem jako stavební prvek využíval model čtyřbranného proudového konvektoru II.generace (CCII+) a model univerzálního proudového konvektoru (UCC). Tyto struktury jsou zakomponovány do vybraných typů elektronických obvodů (aktivní filtry, oscilátor, generátor, operační usměrňovač) právě na místo operačního zesilovače aniž by se musel daný obvod nějak upravovat. Jak je vidět v samotné práci, tak jsem si odzkoušel zadaná zapojení již s novými aktivními prvky a jejich funkčnost je doložena grafickými zobrazeními, které jsou pro daná zapojení charakteristická. Tím jsem potvrdil tvrzení na která se v práci odkazují. Ovšem reálné výsledky od teoretických jsou vždy jiné. Žádný prvek není ideální a i tyto prvky mají svá omezení do kterých můžou bez jakýchkoliv problémů pracovat.

Co se týká dalšího vývoje projektu tak by určitě bylo dobré srovnat mnou nasimulované výsledky s reálnými výsledky. Tudíž navrhnout desku, napájet součástky, oživit a následně odměřit. Jelikož je téma aktivních prvků velice rozsáhlé, tak by také bylo dobré vyzkoušet i jiné metody návrhu obvodů s proudovými konvektory.

Přínosem této diplomové práce je poskytnutí většího podvědomí o aktivních prvcích a jejich vyšším potencionálním využití do budoucna.

Použitá literatura

- [1] SEDRA, A. S. - ROBERTS, G. W. - GOHH, I.: *The current conveyor: history progress and new results*. IEEE PROCEEDINGS, Vol. 137, Pt. G, No. 2, April 1990, p.p. 78 - 87
- [2] SEDRA, A., SMITH, K. C.: *A second generation current conveyor and its applications*. IEEE Trans. Circuit Theory, 1970, Vol. 17, pp. 132-134.
- [3] FABRE, A.: *A third-generation current conveyor: a new helpful active element*. Electronics Letters, 1995, Vol. 31, No. 5, pp. 338-339.
- [4] ŠULÁK, Radek. *Simulace elektronických obvodů*. Ostrava, 2010. Bakalářská práce. VŠB - TU Ostrava.
- [5] ČAJKA, Josef, Tomáš DOSTÁL a Kamil VRBA. *Nové názvosloví a sjednocující pohled na proudové konvejory* [online]. 2001[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/01024/index.html>
- [6] BIOLEK, Dalibor. *Řešíme elektronické obvody, aneb, Kniha o jejich analýze*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2004, 519 s. ISBN 80-730-0125-X.
- [7] BEČVÁŘ, Daniel a Kamil VRBA. *Univerzální proudový konvektor* [online]. 2000[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/00007/index.html>
- [8] Jeřábek, Jan a Kamil VRBA. *Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvektoru, ukázka návrhu aplikace* [online]. 2006[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/06041/index.html>
- [9] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 495 s. ISBN 80-730-0059-8.
- [10] *Moderní zesilovací struktury* [online]. 2006 [cit. 2012-04-30]. Dostupné z: http://fei1.vsb.cz/stud_mat/K420/Soft/TELO_2006/TELO_pruvodce_04.pdf
- [11] BEČVÁŘ, Daniel. *Napěťové konvejory* [online]. 2001[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/01051/index.html#L>
- [12] MINARČÍK, Martin. *UNIVERSAL VOLTAGE CONVEYOR AND ITS APPLICATIONS* [online]. 2005[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: http://www.feec.vutbr.cz/EEICT/2005/sbornik/02-Magisterske_projekty/01-Elektronika/06-xminar08.pdf
- [13] HERENCŠÁR, Norbert a Kamil VRBA. *Obecný přístup k návrhu kmitočtových filtrů pomocí autonomních obvodů* [online]. 2006[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/06040/index.html>
- [14] VRBA K., LATTENBERG I., MATĚJÍČEK L., *Analogová technika*, Elektronická skripta, FEKT VUT v Brně, Brno, 2004.
- [15] BRANDŠTETTER, Pavel. *Elektronika*. Ostrava : Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2005.

- [16] PUNČOCHÁŘ, Josef. *History and present of operational amplifiers*. BEN. Praha, 2002. ISBN 80-7300-047-4.
- [17] PUNČOCHÁŘ, Josef. *LINEÁRNÍ OBVODY S ELEKTRONICKÝMI PRVKY* [online]. 2001[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: [http://www.elearn.vsb.cz/archivcd/FEI/LOEP/Linearniobvodyselektronickymiprvky .pdf](http://www.elearn.vsb.cz/archivcd/FEI/LOEP/Linearniobvodyselektronickymiprvky.pdf)
- [18] BRANDŠTETTER, P. KLEIN, L.: *Applications of Non-Inverting Positive Second Generation Current Conveyor as a Commercially Available Versatile Active Element*. Conference Proceedings of International Conference on Signals and Electronic Systems - ICSES'10. Gliwice, 2010. pp. 157-160. ISBN 978-1-4244-5307-8.
- [19] BRANDŠTETTER, Pavel. *Technické prostředky pro řízení elektrických pohonů*. Ostrava : Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2005.
- [20] *Generátory měřicího signálu*. [online]. [cit. 2012-04-03]. Dostupné z: http://jk.frozen-doe.net/ostatni/skola/spse_v_uzlabine/EM4-10-zadani.pdf
- [21] KLEIN, Lukáš. *Proudové a napěťové konvejory*. Doplnující učební text. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita, 2011.
- [22] *Generátory funkcí*. [online]. [cit. 2012-04-30]. Dostupné z: http://homen.vsb.cz/~vac174/vyuka/AEO/Cviceni/09_Generatory.pdf
- [23] KOTON, Jaroslav a Kamil VRBA. *Pure Current-Mode Frequency Filter for Signal Processing in High-Speed Data Communication* [online]. 2007[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=04196306>

Seznam příloh

Příloha I: Funkční struktura nahrazující operační zesilovač

Příloha II: Funkční struktura transimpedančního zesilovače

Příloha III: Funkční struktura transkonduktančního zesilovače

Příloha IV: Schéma dolní propusti 6.řádu

Příloha V: Schéma horní propusti 4.řádu

Příloha VI: Schéma pásmové propusti

Příloha VII: Schéma Wienova oscilátoru

Příloha VIII: Schéma funkčního generátoru

Příloha IX: Schéma dvoucestného operačního usměrňovače